

从零开始学电子技术丛书

从零开始学 模拟电子技术

刘建清 主编
陈培军 李凤伟 张涛 编著



随书附光盘一张



国防工业出版社

National Defense Industry Press



责任编辑: 杨星豪
文字编辑: 孙汝忠
责任校对: 钱辉玲
封面设计: 王晓军

xhyang@ndip.cn

xjwang@ndip.cn

从零开始学电子技术丛书

从零开始学电路仿真Multisim与电路设计Protel技术

从零开始学电气控制与PLC技术

从零开始学电子测量技术

从零开始学CPLD和Verilog HDL编程技术

从零开始学单片机C语言

从零开始学单片机技术

从零开始学电路基础

从零开始学电子元器件识别与检测技术

从零开始学电动机控制与维修技术

从零开始学模拟电子技术

从零开始学数字电子技术

◎ 上架建议: 电子技术 ◎

<http://www.ndip.cn>

ISBN 7-118-04811-9



9 787118 048117 >



ISBN 7-118-04811-9/TN · 768

定价: 40.00 元 (含光盘)

从零开始学电子技术丛书

从零开始学模拟电子技术

刘建清 主编

陈培军 李凤伟 张涛 编著

国防工业出版社

内 容 简 介

模拟电子技术是学习电子技术必须掌握的一门基础课,本书就是为使初学者从零开始,快速掌握模拟电子技术知识而编写的。与传统的模拟电子技术基础教材不同的是,本书摒弃了以高等数学的大量的公式计算和定量分析的讲法,注重定性和概念,注重基础知识与实践,并配合计算机仿真软件的仿真实验,使基础知识的学习做到不枯燥,不深奥。本书所介绍的主要知识有:基本放大电路、振荡电路、电源电路、晶闸管整流和触发电路、高频电路等内容,最后介绍模拟电路检测知识。

本书附赠光盘1张,光盘中包含有最新电路仿真软件 Edison 的试用版,可供读者在学习模拟电子技术时使用。

本书可供电子工业领域中的技工、工矿企业的技术人员、电气工人、农村电工、家电维修人员以及无线电爱好者阅读,也可作为中专、中技的教材或教学参考书使用。

图书在版编目(CIP)数据

从零开始学模拟电子技术/刘建清主编;陈培军,李凤伟,张涛编著. —北京:国防工业出版社,2007.1

(从零开始学电子技术丛书)

ISBN 7-118-04811-9

I. 从... II. ①刘... ②陈... ③李... ④张...

III. 模拟电路—电子技术 IV. TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 119532 号

※

国防工业出版社出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号 邮政编码 100044)

北京奥鑫印刷厂印刷

新华书店经售

*

开本 787×1092 1/16 印张 24 字数 548 千字

2007 年 1 月第 1 版第 1 次印刷 印数 1—5000 册 定价 40.00 元(含光盘)

(本书如有印装错误,我社负责调换)

国防书店:(010)68428422

发行邮购:(010)68414474

发行传真:(010)68411535

发行业务:(010)68472764

丛书前言

我们所处的时代是一个知识爆炸的新时代。新产品、新技术层出不穷,电子技术的发展更是日新月异。可以毫不夸张地说,电子技术的应用无处不在,电子技术正在不断地改变着我们的生活,改变着我们的世界。

读者朋友:当你面对妙趣横生的电子世界发生兴趣时;当你彷徨于就业的关口,想成为电子产业中的一名员工时;当你跃跃欲试,想成为一名工厂的技术革新能手时;当你面对“无所不能”的“单片机”,梦想成为一名自动化高手时;当你的头脑里冒出那么多的奇思妙想,急于把它们应用于或转化为产品时……都是那么急切地想补充自己有关电子技术方面的知识,这时,你首先想到的是找一套适合自己学习的电子技术图书阅读。《从零开始学电子技术丛书》正是为了满足广大读者特别是电子爱好者的实际需要和零起点入门的阅读要求而编著的。

和其他电子技术类图书相比,本丛书具有以下特点:

内容全面,体系完备。本丛书给出了广大电子爱好者学习电子技术的全方位解决方案,既有初学者必须掌握的电路基础、模拟电路和数字电路等基础理论,又有电子元器件检测、电子测量仪器的使用、电路仿真与设计等操作性较强的内容,还有电气控制与PLC、单片机、CPLD等综合应用方面的知识,因此,本丛书内容翔实,覆盖面广。

通俗易懂,重点突出。传统的电子技术图书和教材在介绍电路基础和模拟电子技术等内容时,大都借助高等数学这一工具进行分析,这就给电子爱好者自学电子技术设置了一道门槛,使大多数电子爱好者失去了学习的热情和兴趣。本丛书在编写时,完全考虑到了初学者的需要,不涉及高等数学方面的公式,尽可能地把复杂的理论通俗化和实用化,将烦琐的公式简易化,再辅以简明的分析及典型的实例,从而形成了本丛书通俗易懂的特点。为了满足不同层次读者的需求,本丛书对难点和扩展知识用“*”进行了标注,初学者可跳过此内容。

实例典型,实践性强。本丛书最大程度地强调了实践性,书中给出的例子大都经过了验证,可以实现,并且具有代表性;本丛书中大多数分册都配有光盘,光盘中收录了书中的实例、常用软件、实验程序和大量珍贵资料,以方便读者学习和使用。

内容新颖,风格活泼。本丛书所介绍的都是电子爱好者最为关心并且在业界获得普遍认同的内容,本丛书的每一分册都各有侧重,又互相补充,论述时疏密结合,重点突出。对于重点、难点和容易混淆的知识,书中还特别进行了标注和提示。

把握新知,结合实际。电子技术发展日新月异,为适应时代的发展,本丛书还对电子技术的新知识做了详细的介绍;本丛书中涉及的应用实例都是编著者开发经验的提炼和总结,相信一定会给读者带来很大的帮助。在讲述电路基础、模拟和数字电子技术时,还

专门安排了计算机辅助软件的仿真实验,实验过程非常接近实际操作的效果,使电子技术的学习变得更为直观,使学习变得更加生动有趣,这可以加深读者对电路理论知识的认识。

总之,对于需要学习电子技术的电子爱好者而言,选择《从零开始学电子技术丛书》不失为一个好的选择。本丛书一定能给你耳目一新的感觉,当你认真阅读之后将会发现,无论是你所读的书,还是读完书的你,都有所不同。

感谢本丛书的策划者——电子科普领域中的知名专家、中国电子学会高级会员刘午平先生,他与我们共同交流,共同探讨,达成了共识,确立了写作方向,并为本丛书的编排、修改和出版做了大量卓有成效的工作,他以丰富的专业知识和认真、敬业的态度为我们所敬佩;感谢山东持恒开关厂总经理陈培军先生和山东金曼克电气集团设计处总工程师高广海先生,他们对本丛书的编写提出了很多建设性的意见和建议,为本丛书的许多实验提供了强有力的支持与帮助,并参与了部分图书的编写工作;感谢网络,本丛书的许多新知识、新内容都是我们通过网络而获得的,我们在写作过程中遇到的许多疑难问题也大都通过网络得以顺利解决,对于这么多乐于助人、无私奉献的站主和作者们,无法在此一一列举,只能道一声“谢谢了!”感谢众多电子报刊、杂志的编辑和作者,他们为本丛书提供了许多有新意、有实用价值的参考文献,使得这套丛书能够别出心裁、与时俱进;感谢国防工业出版社,能与国内一流的出版社合作,我们感到万分的荣幸;感谢其他对本丛书的出版付出过辛勤工作的人士,没有他们的热心与支持,本丛书不知何时才能与读者见面!

最后,祝愿本丛书的每一位读者在学习电子技术的过程中,扬起风帆,乘风破浪!

丛书编者



前 言

模拟电子技术是研究各种电子器件的性能及其组成的电路与应用的学科,是一门重要的基础平台课程,尽管数字化是当今技术转移的重点,但基本器件和基本电路仍是技术的基础,它们在电子设备中也具有不可替代的作用。模拟电子技术内容庞杂、概念性强、分析方法多,初学者倍感“入门难”。为了帮助读者学好这门基础课,我们组织编写了这本入门读物。

本书写作的出发点是不讲过深的理论知识,不涉及高等数学方面的公式,力求做到理论和应用相结合,循序渐进、由浅入深、通俗实用,以指导初学者快速入门。

按照结构清晰,层次分明的原则,本书可分为以下几部分:

第一部分为基本放大电路分析篇。主要包括第一章至第八章。首先简要介绍了二极管基本电路,然后详细分析了三极管基本放大电路、多级放大电路、负反馈放大电路、场效应管放大电路、运算放大电路和功率放大电路。

第二部分为振荡电路分析篇。主要包括第九章。重点介绍了电磁振荡基本原理,正弦波振荡电路的组成和基本工作过程,并对常用的电感三点式正弦波振荡器、电容三点式正弦波振荡器、石英晶体振荡电路、RC 正弦波振荡器、变压器耦合正弦波振荡器等电路进行了简要分析。

第三部分为电源电路分析篇。主要包括第十章。重点介绍了直流电源电路中常用的整流、滤波的电路分类和特点,串联型电源和开关型电源的工作原理,并对交流调压器、逆变电源和 UPS 电源作简要介绍。

第四部分为晶闸管整流和触发电路分析篇。主要包括第十一章。重点介绍了晶闸管整流的原理,以及晶闸管整流所需的单结管触发电路。

第五部分为高频电路分析篇。主要包括第十二章至第十五章。重点介绍了调制与解调电路、高频放大电路、混频电路、自动频率控制和频率合成技术等内容。

第六部分内容为模拟电路检测篇。主要包括第十六章。通过对电路的测量,分析和总结了模拟电路常用的检测方法和技巧。

在讲述本书内容时,还专门安排了 Edison4.0 电路仿真软件的仿真实验,实验过程非常接近实际操作的效果。仿真软件不但提供了各种丰富的分立元件和集成电路等元器件,还提供了各种丰富的调试测量工具:各种电压表、电流表、示波器、指示器、分析仪等。是一个全开放性的仿真实验平台,给我们提供了一个完备的综合性实验室,可以在任意组合的实验环境搭建实验。电子爱好者通过实验,将使学习变的生动有趣,加深对电路理论知识的认识。

本书附赠光盘 1 张,光盘中包含有最新电路仿真软件 Edison 的试用版,可供读者在

学习模拟电子技术时使用。感谢 Edison 软件中国代理广州捷嘉高科技有限公司提供 Edison 软件试用版的授权,如果读者需要购买该系列软件的正式版,可以登录广州捷嘉高科技有限公司网站 <http://www.gsltech.com.cn> 进行查询。

由于时间仓促,书中错漏之处在所难免,敬请广大读者批评指正。

作者



目 录

第一章 二极管基本电路	1
第一节 半导体基础知识	1
一、导体、绝缘体和半导体	1
二、半导体的特性	1
三、半导体的结构	2
四、PN 结单向导电特性	4
第二节 普通二极管及其应用	5
一、二极管的结构	5
二、二极管的类型	6
三、二极管的伏安特性	6
四、二极管的主要参数	7
五、普通二极管基本应用电路	8
第三节 稳压二极管及其应用	15
一、稳压管的基本特性	15
二、稳压管的主要参数	16
三、稳压二极管基本应用电路	17
第二章 半导体三极管放大电路	21
第一节 半导体三极管	21
一、半导体三极管的结构	21
二、半导体三极管的工作电压	22
三、半导体三极管的电流分配关系	23
四、半导体三极管的输入、输出特性曲线	24
五、半导体三极管的主要技术参数	27
第二节 共发射极放大电路	29
一、放大电路的技术指标	30
二、共发射极放大电路的定性分析	32
三、共发射极放大电路的定量分析	34
四、工作点的稳定	48
第三节 共集电极和共基极放大电路	51

一、共集电极放大电路	51
二、共基极放大电路	53
三、三种放大电路的比较	54
第三章 多级放大电路	58
第一节 多级放大电路概述	58
第二节 阻容耦合多级放大电路	58
一、阻容耦合电路的定性分析	59
二、阻容耦合电路的定量分析	59
第三节 变压器耦合多级放大电路	61
一、变压器阻抗变换的原理	61
二、变压器耦合电路定性分析	61
第四节 直接耦合多级放大电路	62
一、直接耦合电路定性分析	62
二、直接耦合电路定量分析	65
第四章 放大电路的频率响应	68
第一节 频率响应基本概念	68
一、幅—频特性和相—频特性	68
二、下限频率、上限频率与通频带	68
三、频率失真	68
第二节 放大电路的频率响应	69
第五章 放大电路的负反馈	71
第一节 反馈的分类	71
一、负反馈、正反馈	71
二、直流反馈、交流反馈	72
三、电流反馈和电压反馈	73
四、串联反馈和并联反馈	73
第二节 四种常见负反馈电路分析	74
一、电压并联负反馈	74
二、电压串联负反馈	75
三、电流并联负反馈	75
四、电流串联负反馈	76
第三节 反馈的一般表达式	76
第四节 负反馈对放大电路的影响	78
一、提高放大倍数的稳定性	78
二、减小非线性失真	78

三、降低噪声	79
四、展宽频带	80
五、改变输入电阻和输出电阻	80
第五节 负反馈放大电路的自激及校正	80
一、自激产生条件	80
二、自激校正措施	81
第六章 场效应管放大电路	85
第一节 场效应管的结构及特性	85
一、结型场效应管	85
二、绝缘栅场效应管	87
三、场效应管的主要参数	90
四、场效应管与晶体三极管的区别	92
第二节 场效应管放大电路	92
一、共源极放大电路	92
二、共漏极放大电路	94
第七章 运算放大电路	95
第一节 集成电路基本知识	95
一、集成电路的种类	95
二、集成电路电路的结构特点	96
三、集成电路的外形	96
四、集成电路的优、缺点	97
第二节 集成运放的基本组成	98
一、差分放大输入级	98
二、偏置电路	107
三、中间级	108
四、输出级	109
五、集成运放的主要技术参数	110
第三节 基本运算放大电路	111
一、运算放大器的分类	111
二、运算放大器的特点	111
三、常见运算放大电路	113
第四节 集成运放电路的应用	119
一、有源滤波电路	120
二、电压比较器	122
三、非正弦波发生器	128

四、集成运放应用中的几个问题	133
五、应用举例	134
第八章 功率放大电路	137
第一节 功率放大电路概述	137
一、甲类、乙类、甲乙类和丙类功率放大电路	138
二、最大输出功率和效率	139
三、定阻式和定压式输出	139
第二节 OTL 功率放大电路	140
一、OTL 乙类互补对称电路	140
二、OTL 甲乙类互补对称电路	140
第三节 OCL 功率放大电路	143
第四节 BTL 功率放大电路	145
一、推动级电路分析	146
二、功放输出级电路分析	146
第九章 正弦波振荡电路	149
第一节 电磁振荡	149
一、电磁振荡的产生	149
二、振荡过程	149
三、电磁振荡的周期和频率	150
四、无阻尼振荡和阻尼振荡	151
五、LC 串联谐振电路	151
六、LC 并联谐振电路	154
第二节 正弦波振荡电路组成和工作过程	155
一、正弦波振荡电路的组成	155
二、产生正弦波振荡的条件	156
三、振荡电路的工作过程	156
第三节 正弦波振荡电路分析	156
一、电感三点式正弦波振荡器	157
二、电容三点式振荡电路	159
三、石英晶体振荡电路	163
四、RC 正弦波振荡器	167
五、变压器耦合正弦波振荡器	171
第十章 电源电路	174
第一节 直流稳压电源的分类及组成	174
一、直流稳压电源的分类	174

二、直流稳压电源的组成	174
第二节 整流电路	175
一、半波整流电路	175
二、全波整流电路	176
三、桥式整流电路	178
四、倍压整流电路	180
第三节 滤波电路	183
一、电容滤波电路	183
二、 π 型 RC 滤波电路	185
三、电感滤波电路	186
四、LC 滤波电路	187
五、 π 型 LC 滤波电路	187
六、电子滤波器电路	187
第四节 直流稳压电路	188
一、硅稳压管稳压电路	188
二、串联型稳压电路	189
三、开关电源	194
第五节 交流稳压电源电路	208
一、手动调压器	208
二、自动调压器	209
第六节 逆变电源和 UPS 电源电路	213
一、逆变电源	213
二、UPS 电源	214
第十一章 晶闸管整流和触发电路	217
第一节 晶闸管整流电路	217
一、晶闸管的结构和原理	217
二、晶闸管整流	219
第二节 晶闸管的触发电路	222
一、单结管的结构及特性	222
二、单结管脉冲发生电路	224
三、单结管触发电路	225
第十二章 调制与解调电路	227
第一节 无线电传播基础知识	227
一、电磁波	227
二、电磁波的频率、波长	228

三、波段与频段	229
四、无线电波的传播	230
第二节 无线电发射和接收设备的组成	232
一、通信系统的组成	232
二、无线电发射设备的组成	233
三、无线电接收设备的组成	234
第三节 调幅及解调(检波)电路	236
一、调幅	236
二、调幅解调(检波)电路	240
第四节 调频及解调(鉴频)电路	246
一、调频	246
二、调频解调(鉴频)电路	251
* 第五节 模拟乘法器和同步检波电路	258
一、模拟乘法器的原理	258
二、模拟乘法器在同步检波器中的应用	259
第六节 射频调制器介绍	263
一、射频调制器的基本组成	263
二、实用射频调制器	264
第十三章 高频放大电路	266
第一节 高频放大电路概述	266
一、高频放大电路的高频特性	266
二、高频放大电路基本术语	270
三、高频放大电路连接形式	272
四、高频放大电路的耦合方式	274
五、高频放大电路的负载	274
第二节 非调谐高频放大电路	275
一、非调谐高频放大电路的简化	275
二、非调谐高频放大电路的估算	276
三、非调谐放大电路频带展宽措施	277
四、非调谐放大电路的应用	278
第三节 调谐高频放大电路	281
一、单调谐放大电路	281
二、双调谐放大电路	283
三、自动增益控制电路	287
四、陶瓷滤波器在调谐放大器中的应用	289

第四节 高频功率放大器	292
一、高频功率放大器概述	292
二、高频功率放大器基极负偏压产生电路	294
三、高频功率放大器的负载匹配	294
四、高频功率放大器分析	295
第十四章 混频器	298
第一节 混频器概述	298
一、混频器的作用	298
二、混频器的组成	299
三、混频器的工作原理	300
四、混频器中频及振荡频率的选择	301
第二节 常见混频电路(混频器)	301
一、二极管混频器	301
二、三极管混频器	303
第三节 混频器的干扰	306
一、组合频率干扰	306
二、副波道干扰	307
三、交叉调制干扰	309
四、互相调制干扰	309
五、包络失真与阻塞干扰	309
第四节 超外差收音机整机电路分析	310
一、输入回路	310
二、变频电路	312
三、中频放大电路	313
四、检波电路	314
五、自动增益控制电路	314
六、低频前置放大与功率放大电路	315
第十五章 自动频率控制电路和频率合成技术	316
第一节 自动频率控制电路	316
一、自动频率控制的工作原理	316
二、自动频率控制电路的应用	317
第二节 频率合成技术	318
一、频率合成器的基本组成	318
二、频率合成器的基本工作过程	319
三、频率合成技术的应用	319

第十六章 模拟电路检测方法和技巧	322
第一节 电路的测试及检测技巧	322
一、直流电压及检测技巧	322
二、交流电压及检测技巧	324
三、测试电阻值及检测技巧	324
四、直流电流及检测技巧	325
第二节 电路的检测方法	326
一、检查电路工作点	326
二、改变偏置状态观察电路工作状态	327
三、强迫停振观察振荡级工作状态	328
第十七章 模拟电子技术仿真实验	329
第一节 Edison 仿真软件的基本使用方法	329
一、Edison 简介.....	329
二、Edison4.0 的立体声光实验室	330
三、电路图分析器	339
四、Edison4.0 的控制面板	340
五、Edison4.0 的基本操作	340
六、电路图编辑器	342
第二节 用 Edison 仿真软件做模拟电子技术实验	349
一、二极管整流滤波电路实验	349
二、三极管和场效应管基本特性实验	354
三、三极管放大电路实验	356
四、场效应管放大电路实验	362
五、施密特触发器实验	363
六、有源滤波电路实验	365
参考文献	370

第一章 二极管基本电路

半导体器件具有体积小、质量轻、寿命长、工作可靠等优点,在电子技术中得到了广泛的应用。半导体器件种类很多,如二极管、三极管、场效应管、晶闸管等,本章只介绍最简单的半导体器件——二极管,并对二极管常见电路进行系统的分析。

第一节 半导体基础知识

一、导体、绝缘体和半导体

自然界的各种物质,根据其导电能力的差别,可以分为导体、绝缘体和半导体三大类。容易导电的物体叫做导体,如铜、银、铝、石墨以及酸、碱、盐的水溶液等都是导体。相应地,不容易导电的物体叫做绝缘体,如橡胶、玻璃、陶瓷、塑料、云母、油等都是绝缘体。电线的芯线是用金属来做的,因为金属是导体,容易导电;电线芯线外面包上一层橡胶或塑料,因为它们是绝缘体,能够防止漏电。

导体和绝缘体之间没有绝对的界限,绝缘体并非绝对不导电,只是绝缘体的电阻率很大。在室温下,金属导体的电阻率一般为 $10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \sim 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$;绝缘体的电阻率一般为 $10^8 \Omega \cdot \text{m} \sim 10^{18} \Omega \cdot \text{m}$,长为 1m 、横截面积为 $1 \times 10^{-4} \text{m}^2$ 的一段绝缘体,两端加以 1V 电压,通过的电流为 $10^{-14} \text{A} \sim 10^{-4} \text{A}$,可见电流是多么微小了。

有些材料,它们的导电性能介于导体和绝缘体之间,而且电阻不随温度的升高而增加,反而随温度的升高而减小,这种材料称为半导体,半导体的电阻率为 $10^{-5} \Omega \cdot \text{m} \sim 10^6 \Omega \cdot \text{m}$ 。

单纯从导电性能来看,半导体既不能很好地传导电流,又不能可靠地隔绝电流,所以它在电工和电子技术领域中,曾长期受到冷遇。直到 1948 年发明了晶体管,人们才发现半导体的许多奇妙而可贵的特性,也正是半导体器件的应用引起了电子学领域的第二次革命。

在电子器件中,常用的半导体材料有:元素半导体,如硅(Si)、锗(Ge)等;化合物半导体,如砷化镓(GaAs)等;以及掺杂或制成其他化合物半导体材料,如硼(B)、磷(P)、铟(In)和锑(Sb)等。

二、半导体的特性

“半导体”在现代电子技术中扮演着极为重要的角色,形形色色的半导体器件已经成为电子设备的心脏,无线电爱好者更是整天和半导体器件打交道。那么,到底是什么神奇的特性让半导体发挥如此大的作用呢?

半导体的奇妙特性主要有以下几个方面。

1. 热敏特性

半导体的电阻率随温度变化会发生明显地改变。例如,纯锗,温度每升高 10°C ,它的电阻率就要减小到原来的 $1/2$ 。温度的细微变化,能从半导体电阻率的明显变化上反映出来。利用半导体的热敏特性,可以制作感温元件——热敏电阻,用于温度测量和控制系统中。值得注意的是,各种半导体器件都因存在着热敏特性,在环境温度变化时影响其工作的稳定性。

2. 光敏特性

半导体的电阻率对光的变化十分敏感。有光照时,电阻率很小;无光照时,电阻率很大。例如,常用的硫化镉光敏电阻,在没有光照时,电阻高达几兆欧;受到光照时,电阻可下降到几万欧,电阻值改变了上千倍。利用半导体的光敏特性,制作出多种类型的光电器件,如光电二极管、光电三极管及硅光电池等,广泛应用在自动控制和无线电技术中。

3. 掺杂特性

在纯净的半导体中,掺入极微量的杂质元素,就会使它的电阻率发生极大的变化。例如,在纯硅中掺入百万分之一的硼元素,其电阻率就会从 $214000\Omega\cdot\text{cm}$ 减小到 $0.4\Omega\cdot\text{cm}$,也就是硅的导电能力提高了 50 多万倍。人们正是通过掺入某些特定的杂质元素,人为地控制半导体的导电能力,制造成不同类型的半导体器件。现在,几乎所有的半导体器件,都是用掺有特定杂质的半导体材料制成的。

三、半导体的结构

构成一切物质的基础是原子,按照原子排列形式不同,物质可分为晶体和非晶体两大类。晶体通常都具有规则的几何形状,它内部的原子按照一定的晶格结构有规律地整齐排列着。半导体材料硅和锗都是晶体,由化学元素周期表可知,硅和锗都是四价元素,也就是说,它们的原子最外层轨道上都有 4 个价电子。图 1-1(a)、(b)为硅和锗的原子结构。处在原子核最外层的这 4 个电子叫做价电子,有几个价电子就叫几价元素,这样就可图(c)来表示四价元素硅和锗。

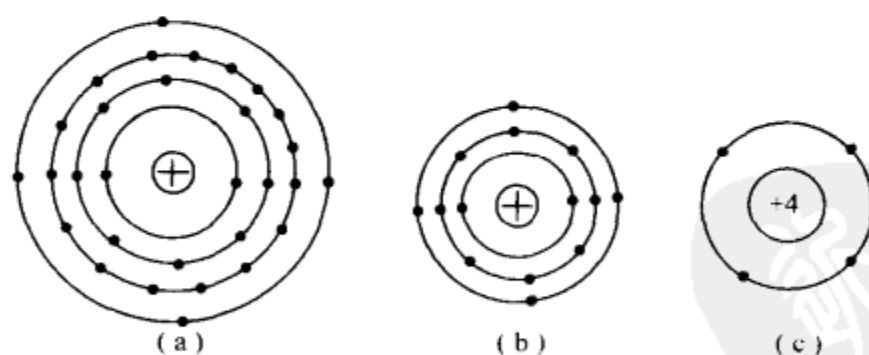


图 1-1 硅、锗的原子结构及简化示意图
(a)锗原子; (b)硅原子; (c)四价原子简化示意图。

由原子结构理论知道,原子最外层电子达到 8 个时呈现比较稳定的状态,因此两个相邻原子价电子必须成对地存在。如图 1-2 所示,这一对价电子同时受这两个原子核的束缚,为它们所“共有”,我们叫它为“共价键”。由于共价键的存在,原子核最外层相当于有 8 个电子,比较稳定,因此本征半导体(纯净的不含其他杂质的半导体称为本征半导体)不易导电。但稳定是相对的,共价键上电子所受的束缚不像绝缘体那样牢固,在一定温度或

光的照射下,共价键上的少数电子可能获得足够能量,挣脱原子核束缚而成为自由电子参加导电;同样在本征半导体中掺入杂质也会产生自由电子参加导电。

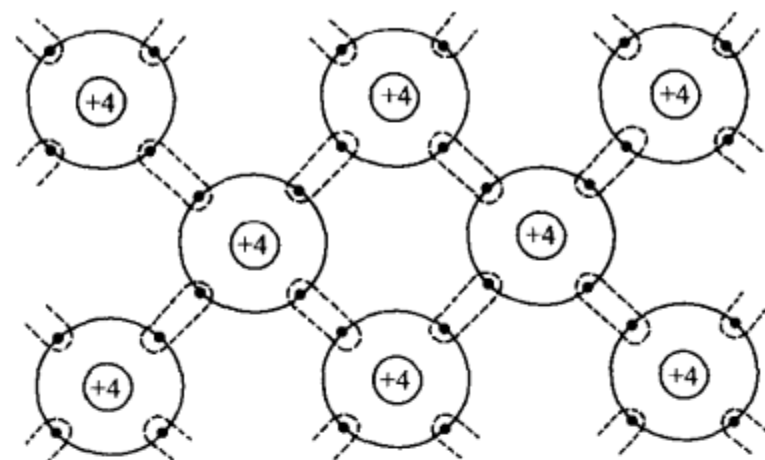


图 1-2 硅、锗单晶体的共价键结构

1. N 型半导体

在本征半导体如硅(Si)、锗(Ge)中掺入微量的五价元素如砷、锑、磷等,就得到 N 型半导体,这时组成共价键结构如图 1-3(a)所示,图(b)为 N 型半导体简化示意图。一个五价原子就能使半导体多余一个电子,多余的电子受原子核的束缚很弱,通常在常温下就可以脱离原子而成为自由电子。因为每个五价原子都多出一个电子,所以自由电子的数量很多。这种半导体主要靠电子导电,因而称为电子型半导体,简称 N 型半导体。

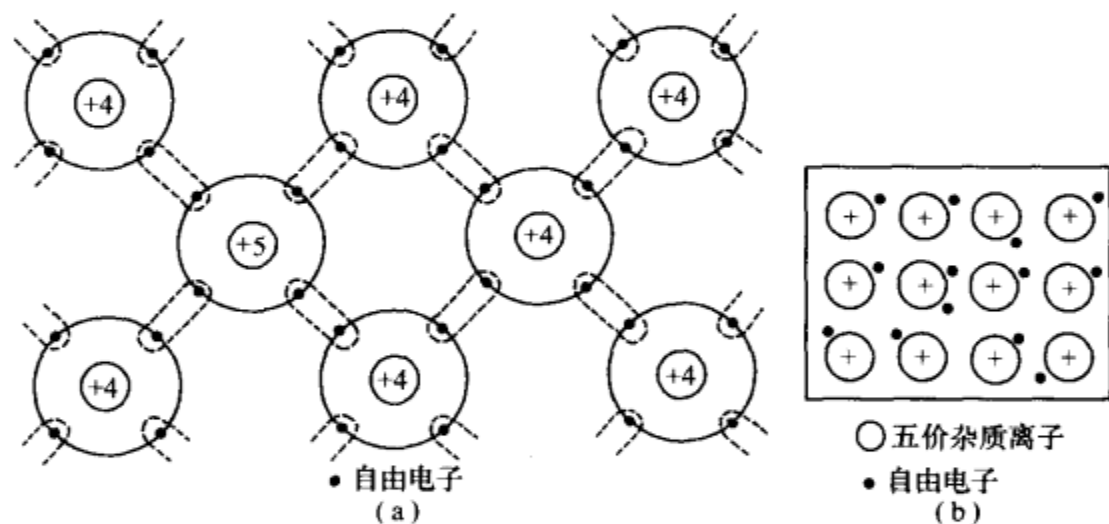


图 1-3 N 型半导体
(a)N 型半导体; (b)N 型半导体简化示意图。

2. P 型半导体

如果在本征半导体硅(Si)、锗(Ge)中掺入微量的三价元素铟、硼或铝等,就形成了 P 型半导体。这时所组成的共价键如图 1-4(a)所示,图(b)为 P 型半导体简化示意图。一个三价原子就使半导体中缺一个价电子,即出现一个空位,简称空穴。这个空穴很容易被邻近价电子填补,这就在邻近原子中形成一个空穴,空穴相当于带正电的粒子。因为每个三价原子都产生一个空穴,所以空穴的数量很多。这种半导体主要靠空穴导电,因而称为空穴型半导体,简称 P 型半导体。

综上所述,不论是硅本征半导体还是锗本征半导体,都可以通过掺入少量五价或三价原子而形成 N 型半导体或 P 型半导体。但就整块半导体而言,它既没有失去电子,也没有得到电子,所以是中性的。

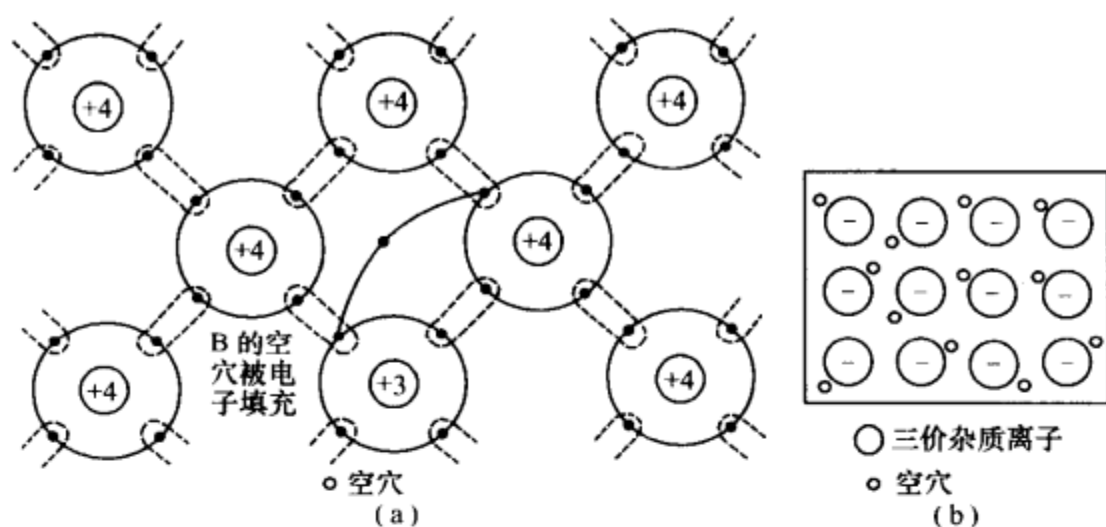


图 1-4 P 型半导体
(a)P 型半导体；(b)P 型半导体简化示意图。

3. PN 结

如图 1-5 所示,把 P 型半导体和 N 型半导体结合在一起,这时由于 P 型半导体(简称 P 区)中空穴的浓度大,N 型半导体(简称 N 区)中电子浓度也大,因此,在两者的结合面处会发生电子与空穴的扩散,如图 1-5(a)所示。在扩散过程,一方面 P 区中的空穴越过交界面与 N 区中的电子复合掉;另一方面 N 区中的电子也越过交界面与 P 区中的空穴复合掉,这样就在 N 区靠近交界面处带正电荷,在 P 区靠近交界面处带负电荷,即在 P 区、N 区交界面的薄层区内一边带正电荷,一边带负电荷,这个薄层区称作 PN 结,如图 1-5 (b)所示。PN 结是晶体二极管和三极管等半导体器件的基本结构,晶体二极管是由一个 PN 结组成的,三极管是由两个 PN 结组成的。

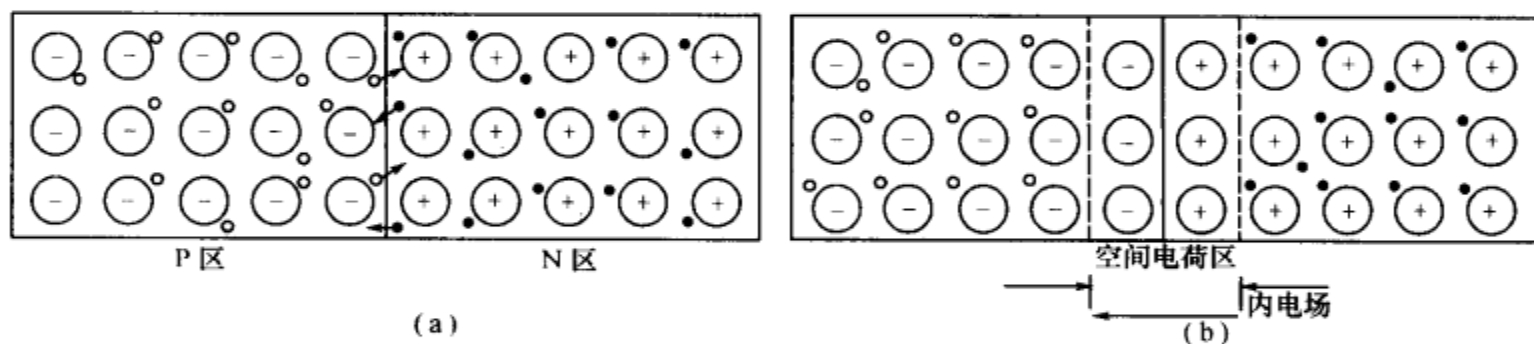


图 1-5 PN 结的形成
(a)载流子的扩散运动；(b)PN 结的空间电荷区。

由于 PN 结两边有带正电和带负电的薄层区,因此,在它的交界面就形成一个电位差,电位差越高,阻止扩散的作用也就越大。理论与实验可以证明,用硅材料制成的 PN 结,这个电位差为 $0.5\text{V}\sim 0.7\text{V}$,锗材料制成的 PN 结电位差为 $0.2\text{V}\sim 0.3\text{V}$ 。

四、PN 结单向导电特性

1. PN 结加正向电压

如图 1-6 所示,将 P 区接电池的正极,N 区接电池的负极,这种接法叫做 PN 结正向连接或正向偏置,简称正偏。

正向接法时,外电场的方向与 PN 结中内电场的方向相反,因而削弱了内电场。此时,在外电场的作用下,P 区中的空穴向右移动,与空间电荷区内的一部分负离子中和;N

区中的电子向左移动,与空间电荷区内的一部分正离子中和。结果,使空间电荷区的宽度变窄,最后形成一个较大的回路电流 I ,其方向在 PN 结中是由 P 区流向 N 区。

PN 加正向电压时,PN 结端电压降为:硅材料 $0.5\text{V}\sim 0.7\text{V}$,锗材料 $0.2\text{V}\sim 0.3\text{V}$,我们称这电压降为正向压降,这时回路中的电流为正向电流。

PN 结加正向电压时,只要在 PN 结上加上一个很小的电压,即可得到较大的正向电流,为了防止回路中电流过大,一般在电路中需接入一个限流电阻 R 。

2. PN 结加反向电压

如图 1-7 所示,将 N 区接电池的正极,P 区接电池的负极,这种接法叫做 PN 结反向连接或反向偏置,简称反偏。

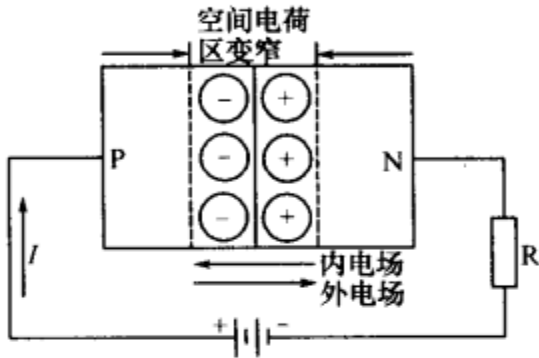


图 1-6 PN 结加正向电压

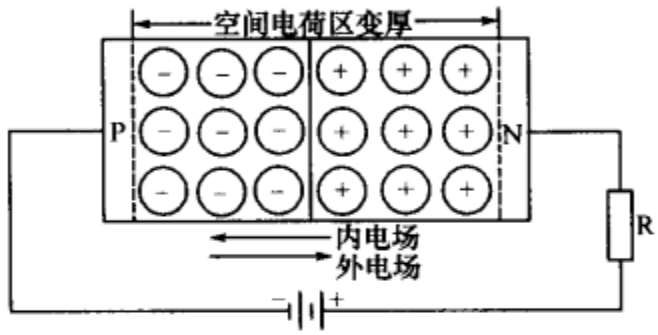


图 1-7 PN 结加反向电压

反向接法时,外电场与内电场的方向一致,因而增强了内电场的作用。此时,外电场使 P 区中的空穴和 N 区中的电子各自向着远离耗尽层的方向移动,从而使空间电荷区变宽。此时,PN 结不导电,回路电流几乎为零,我们称这个电流为反向漏电流。

3. PN 结的单向导电性

综上所述,当 PN 结正向偏置时,回路中将产生一个较大的正向电流,PN 结处于导通状态;当 PN 结反向偏置时,回路中的反向电流非常小,几乎等于零,PN 结处于截止状态。可见,PN 结具有单向导电性。

但是,PN 结所加的反向电压不能太大,当反向电压增大到某一数值,由外电压产生的电场强度足以破坏硅或锗元素组成的共价键时,回路电流将突然急剧增大,这就是通常所说的击穿,这时所对应的外加电压叫做反向击穿电压。反向击穿电压直接限制了 PN 结反向工作电压的提高,因为一旦击穿,PN 结就被破坏。

第二节 普通二极管及其应用

几乎在所有的电子电路中,都要用到半导体二极管,它在许多的电路中起着重要的作用,它是诞生最早的半导体器件之一,其应用也非常广泛。

一、二极管的结构

半导体二极管由一个 PN 结加两个引线电极组成,如图 1-8(a)所示。从 P 区引出线为二极管的正极(阳极),从 N 区引出线为二极管的负极(阴极)。图 1-8(b)为二极管在电路图中的代表符号。二极管的 PN 结主要由锗材料组成的称锗二极管,由硅材料组成的称硅二极管。

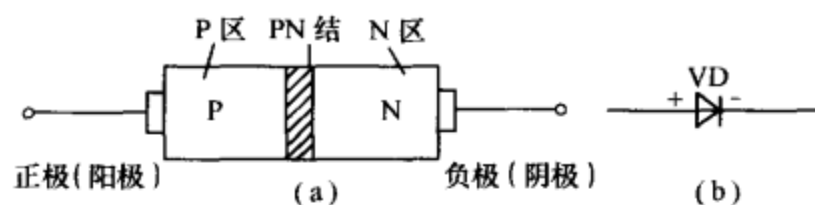


图 1-8 二极管的 PN 结及电路符号
(a)二极管的 PN 结；(b)二极管的符号。

二、二极管的类型

二极管种类有很多,按照所用的半导体材料,可分为锗二极管(Ge 管)和硅二极管(Si 管)。根据其不同用途,可分为检波二极管、整流二极管、稳压二极管、开关二极管等。按照管芯结构,又可分为点接触型二极管和面接触型二极管:点接触型二极管是用一根很细的金属丝压在光洁的半导体晶片表面,通以脉冲电流,使触丝一端与晶片牢固地烧结在一起,形成一个“PN 结”,由于是点接触,只允许通过较小的电流(不超过几十毫安),适用于高频小电流电路,如收音机的检波等;面接触型二极管的“PN 结”面积较大,允许通过较大的电流(几安到几十安),主要用于把交流电变换成直流电的“整流”电路中。图 1-9 为点接触和面接触二极管结构示意图。

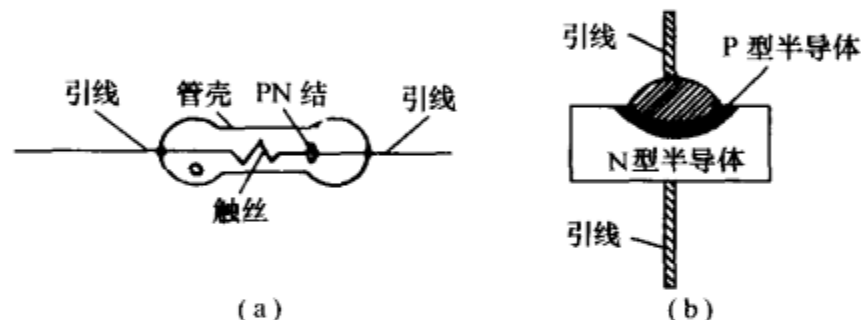


图 1-9 点接触型与面接触型二极管结构
(a)点接触型；(b)面接触型

三、二极管的伏安特性

二极管最重要的特性就是单方向导电性,它可以用加在二极管两端的电压和流经二极管电流的关系(简称伏安特性)来说明。

图 1-10 为硅二极管伏安特性曲线,横轴表示二极管两端的电压,纵轴表示流经二极管的电流,图中的曲线可分为以下三个部分。

1. 正向特性

二极管两端加正向电压就产生正向电流,正向电流只有在正向电压大于 0.5V(对于锗二极管为 0.2V)以后才产生,超过 0.5V 以后只要电压稍稍升高一点就会引起电流急剧增大。通常情况下,硅二极管正向电压不会超过 0.7V(锗二极管正向电压不会超过 0.3V)。由正向特性曲线还可以看到:曲线 AB 之间是弯曲的,我们称它为非线性区;BC 之间的曲线较直,我们称它为线性区。

2. 反向特性

当二极管加反向电压时,反向电流很小,而且当反向电压超过零点几伏以后,反向电流不再随反向电压的增大而增大,即达到了饱和,这个电流称为反向饱和电流,一般用符号 I_s 表示。OD 段为二极管的反向特性曲线段。

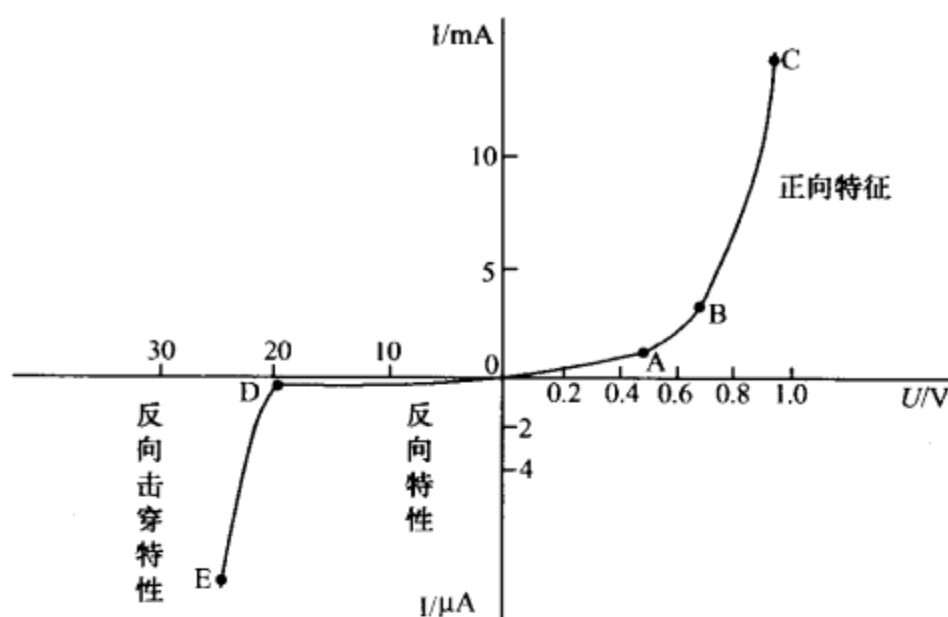


图 1-10 二极管的伏安特性曲线

3. 反向击穿特性

当二极管反向电压增加到某一数值时,反向电流急剧增大,如图 DE 段。若反向电流增大到某一数值,二极管将发生热击穿,热击穿的发生将意味着二极管永久性损坏,只要注意控制反向电流的数值,不使其过大,当反向电压降低时,二极管的性能可能恢复正常。

从二极管的反向击穿特性区可以看出,在反向击穿区,电压基本是稳定的,而电流变化却很大,即具有稳压特性,这时只要有效地防止二极管发生热击穿,二极管的危险区就成为稳压管的工作区,稳压管就是依据这一理论制造出来的。

四、二极管的主要参数

用来表示二极管的性能好坏和适用范围的技术指标,称为二极管的参数。不同类型的二极管有不同的特性参数。对初学者而言,必须了解以下几个主要参数。

1. 最大整流电流 I_F

最大整流电流是指二极管长期连续工作时允许通过的最大正向电流值。因为电流通过二极管时会使管芯发热,温度上升,温度超过容许限度(硅管为 150°C 左右,锗管为 90°C 左右)时,就会使管芯过热而损坏。所以,二极管使用中不要超过二极管最大整流电流值。例如,常用的 1N4001~1N4007 型锗二极管的最大整流电流为 1A。

2. 最高反向工作电压 U_R

加在二极管两端的反向电压高到一定值时,会将二极管击穿,失去单向导电能力。为了保证使用安全,规定了最高反向工作电压值。例如,1N4001 二极管反向耐压为 50V,1N4007 反向耐压为 1000V。

3. 反向电流 I_R

反向电流是指二极管在规定的温度和最高反向电压作用下,流过二极管的反向电流。反向电流越小,二极管的单方向导电性能越好。值得注意的是反向电流与温度有着密切的关系,温度大约每升高 10°C ,反向电流增大 1 倍。例如,2AP1 型锗二极管,在 25°C 时反向电流若为 $250\mu\text{A}$,温度升高到 35°C ,反向电流将上升到 $500\mu\text{A}$,依此类推,在 75°C 时,它的反向电流已达到 8mA,不仅失去了单方向导电特性,还会使二极管过热而损坏。又如,2CP10 型硅二极管, 25°C 时反向电流仅为 $5\mu\text{A}$,温度升高到 75°C 时,反向电流也不过

160 μ A。故硅二极管比锗二极管在高温下具有较好的稳定性。

4. 最大整流电流下的正向电压降 U_F

当正向电流流过二极管时,二极管两端就会产生正向电压降。在一定的正向电流下,二极管的正向压降越小越好。在通常情况下,锗二极管的正向压降不超过 0.3V,硅二极管的正向压降不超过 0.7V,测试时,如果二极管的正向电压降超过了规定的数值,二极管就不合格。

5. 最高工作频率 f_M

由于 PN 结存在结电容和扩散电容,二极管最高工作频率受到限制。因此,各型号的二极管都规定了最高工作频率,在选用或更换二极管时,要使二极管的最高工作频率高于实际使用的工作频率。

重点提示:二极管 PN 结的极间电容。

二极管的 PN 结的 P 型和 N 型两块半导体之间构成一个电容量很小的电容,叫做“极间电容”(见图 1-11)。由于电容的容抗($X_C = \frac{1}{2\pi fC}$)随频率的增高而减小。所以,PN 结工作于高频时,高频信号容易被极间电容或反馈而影响 PN 结的工作。但在直流或低频下工作时,极间电容对直流和低频的阻抗很大,故一般不会影响 PN 结的工作性能。PN 结的面积越大,极间电容量越大,影响也越大,这就是面接触型二极管(如整流二极管)不能用于高频工作的原因。

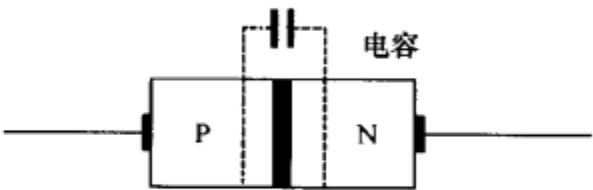


图 1-11 二极管的极间电容

五、普通二极管基本应用电路

1. 二极管整流电路

二极管整流电路的作用是将交流电转换成直流电,整流电路的种类很多,这里以图 1-12 所示的二极管半波整流电路(设输入信号电压 u_i 远大于二极管的导通电压)为例进行介绍。

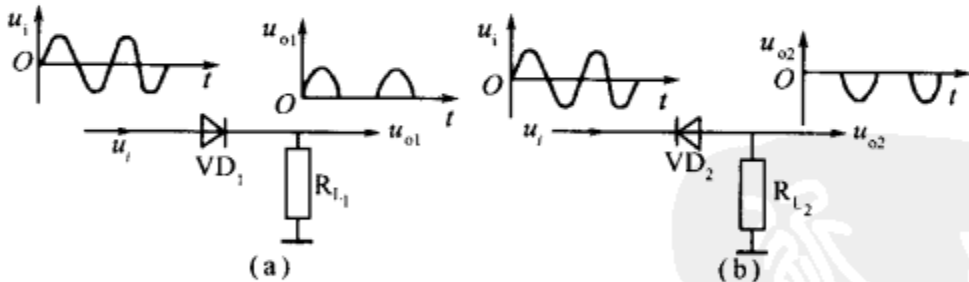


图 1-12 二极管半波整流电路

电路中, VD_1 、 VD_2 是二极管,由于用于整流,所以称之为整流二极管。 R_{L1} 、 R_{L2} 是整流电路的负载电阻,在实用电路中这一负载不一定是电阻,而是某一个电子电路,这里为了分析电路方便就用一个电阻来代替整流电路的负载。 u_i 是整流电路的输入电压,这是一个正弦交流电压, u_{o1} 是正半周整流输出电压, u_{o2} 是负半周整流输出电压,它们都是单向脉动性的直流电压。

对图 1-12(a)所示电路,在输入信号 u_i 为正半周期间,由于 u_i 远大于 VD_1 的导通电压,这样正半周交流电压通过 VD_1 加到负载 R_{L1} ;在 u_i 负半周期间,加到 VD_1 正极上的电

压为负,使 VD_1 截止,这样 VD_1 不能导通,负载 R_{L1} 上没有输出电压。一个周期内,只有交流电压的正半周能够加到 R_{L1} ,这样,这一半波整流电路只能输出正半周的单向脉动性直流电压 u_{o1} ,其波形如图 1-12(a)所示。

对于图 1-12(b)所示电路,在输入信号 u_i 为负半周期间,由于负极性电压加到 VD_2 的负极,这样 VD_2 可以导通,使负半周交流电压通过 VD_2 加到负载 R_{L2} ;在 u_i 正半周期间,由于加到 VD_2 负极上的电压为正,使 VD_2 截止,这样 VD_2 不能导通,负载 R_{L2} 上没有输出电压。在一个周期内,只有交流电压的负半周能够加到 R_{L2} ,这样,这一半波整流电路只能输出负半周的单向脉动性直流电压 u_{o2} ,其波形如图 1-12(b)所示。

2. 二极管限幅电路

限幅器就是完成削去波形某一部分的电路,利用它对脉冲的波形进行变换或整形。限幅电路主要有串联限幅电路和并联限幅电路两种基本形式。

(1) 串联限幅电路

在限幅电路中,当二极管位于电路中的串联臂中时,便构成了串联限幅电路。串联限幅电路分为下限幅电路和上限幅电路,如图 1-13 所示。

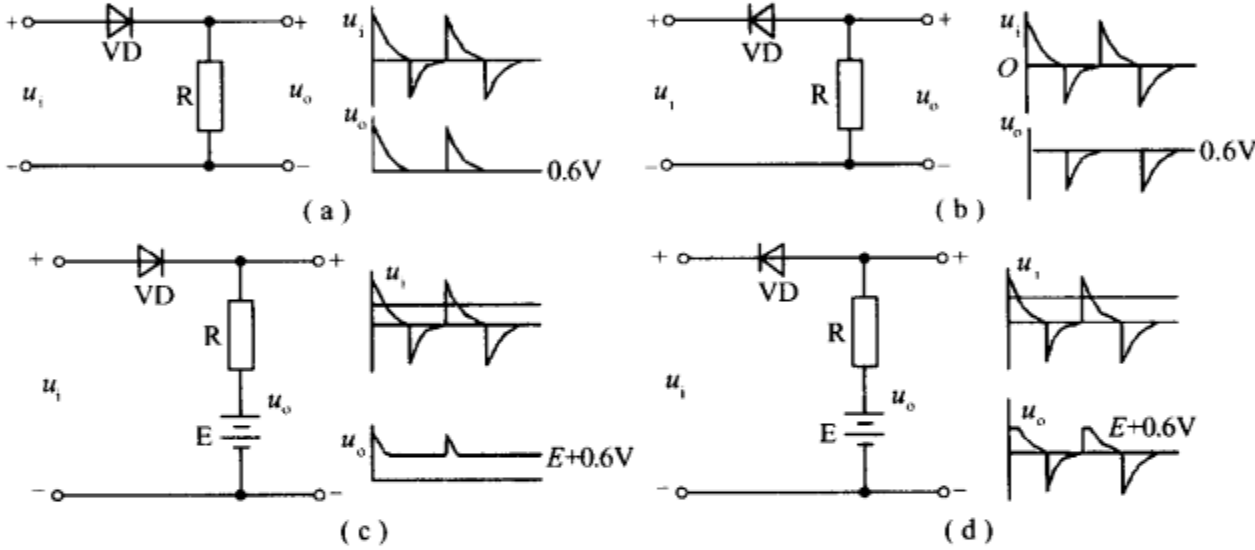


图 1-13 串联限幅电路

(a)下限限幅器;(b)上限限幅器;(c)限幅电平为 E 的下限限幅器;(d)限幅电平为 E 的上限限幅器。

串联限幅电路类似于前面介绍的整流电路,设二极管管压降为 $0.6V$ 。对于图 1-13(a),当输入电压 u_i 大于 $0.6V$ 时,二极管 VD 导通,当输入电压 u_i 小于 $0.6V$ 时,二极管 VD 截止,因此,输出端 u_o 只能得到 $0.6V$ 以上的信号波形。对于图 1-13(b)、(c)、(d),读者可自行分析。

(2) 并联限幅电路

当二极管位于电路中的并联臂中时,便构成了并联限幅电路。并联限幅电路也分为下限幅电路和上限幅电路,如图 1-14 所示。

从图中可以看出,并联限幅电路中的二极管和电阻与前面介绍的串联限幅电路颠倒了一下,设二极管管压降为 $0.6V$ 。对于图 1-14(a),当输入电压 u_i 大于 $0.6V$ 时,二极管 VD 截止,此时输出端 u_o 与输入端波形相同,当输入电压 u_i 小于 $0.6V$ 时,二极管 VD 导通,输出端 u_o 无输出。可见,输出端 u_o 只能得到 $0.6V$ 以上的信号波形。对于图 1-14(b)、(c)、(d),读者可自行分析。

除了以上介绍的上限幅与下限幅电路外,还有一种双限幅电路,顾名思义,这种限幅电路可以对输入波形上、下进行限幅。图 1-15 为并联双限幅电路。

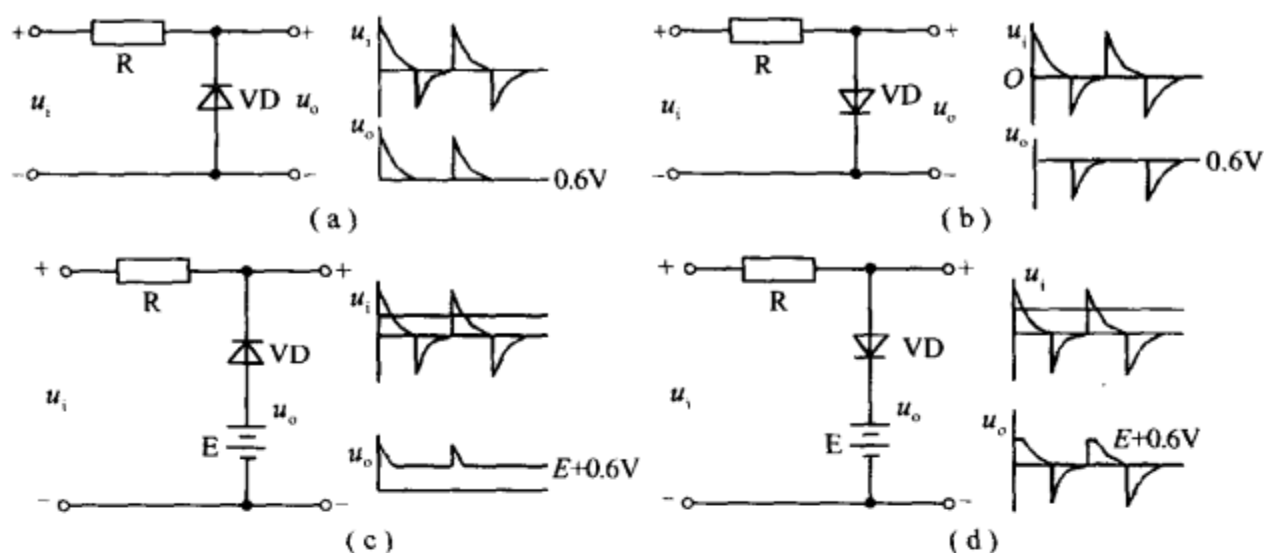


图 1-14 并联限幅电路

(a)下限限幅器；(b)上限限幅器；(c)限幅电压为 E 的下限限幅器；(d)限幅电压为 E 的上限限幅器。

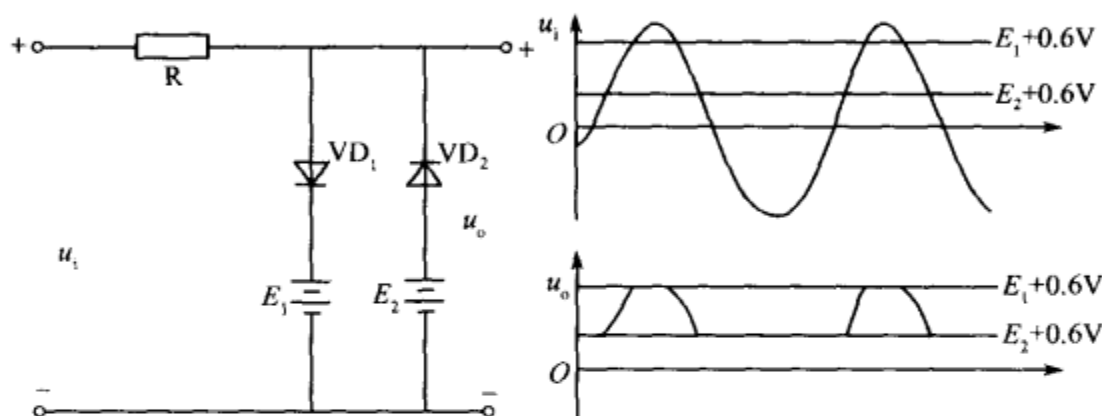


图 1-15 并联双限幅电路

设二极管 VD 管压降为 $0.6V$ ，电压 $E_1 > E_2$ ，当输入信号 u_i 的幅度大于 $E_1 + 0.6V$ 时，二极管 VD_1 导通，使输出端 u_o 输出的信号被限定在 $E_1 + 0.6V$ 以下；当输入信号 u_i 的幅度小于 $E_2 + 0.6V$ 时，二极管 VD_2 导通，使输出端 u_o 输出的信号被限定在 $E_2 + 0.6V$ 以上；达到了双限幅的目的。

重点提示：当双限幅电路应用在有感性元件的电路中时，可起到保护的作用，图 1-16 为彩电音频功放电路常用的二极管双限幅保护电路，可有效地保护功放集成电路不致因过压而损坏。

由于扬声器为感性元件，在关机时，扬声器线圈将产生较高的反峰脉冲，如果不加以限制，很容易将音频功放集成块击穿，为此，在音频功放集成块的输出端外接了 VD_1 、 VD_2 两个二极管，在输出端电压超过 $+V$ 时， VD_1 导通，在输出电压低于 $-V$ 时， VD_2 导通，达到了双限幅保护的目。

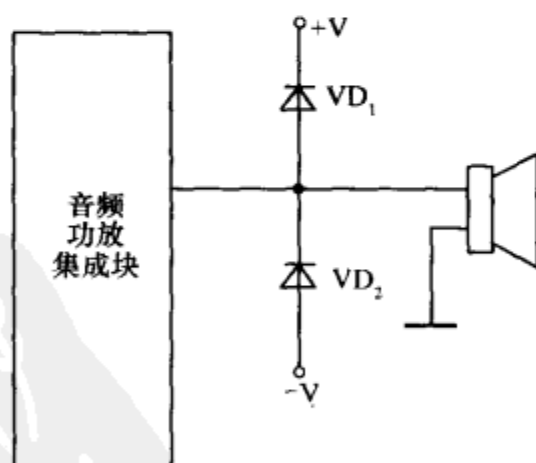


图 1-16 二极管双限幅保护电路

3. 二极管钳位电路

将脉冲波形的顶部或底部钳位在某一选定的电平上的电路，叫做钳位电路。实现这种功能的电路叫二极管钳位电路。图 1-17 为几种常见的钳位电路。

下面以图 1-17(a)所示的钳位电路为例进行说明。设二极管 VD 的正向电阻远小于

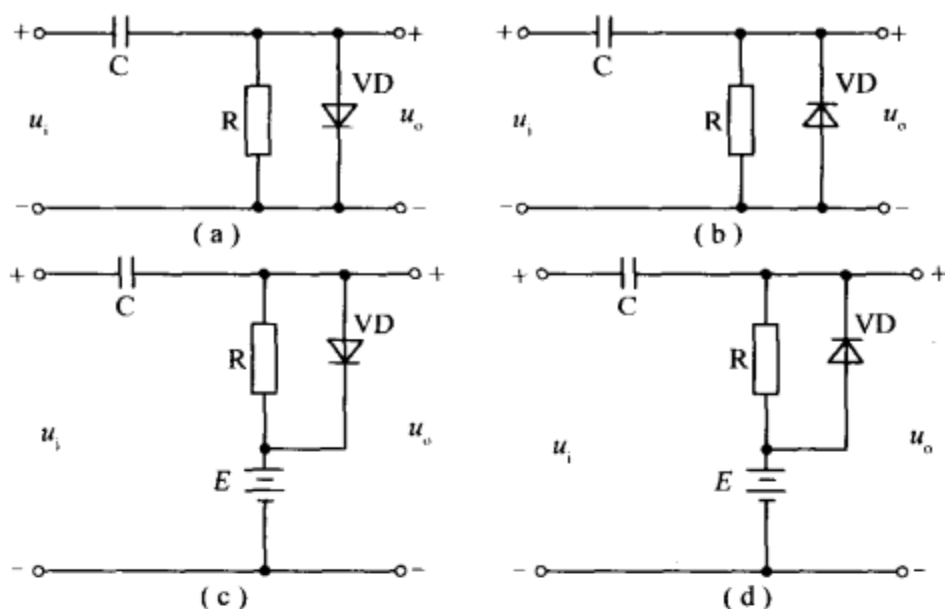


图 1-17 钳位电路

(a)钳位电压为 0 的顶部钳位器；(b)钳位电压为 0 的底部钳位器；
(c)钳位电压可移动的顶部钳位器；(d)钳位电压可移动的底部钳位器。

R , 反向电阻远大于 R , 并设输入信号波形为矩形波, 如图 1-18(a) 所示。经钳位电路钳位后, 可得到图 1-18(b) 所示的输出信号。

在 $t=0$ 时刻, 因电容器两端的电压不能突变, 所以输出端 $u_o = E$, 即 u_o 产生一个幅值为 E 的正跳变。

在 $0 \sim t_1$ 期间, 二极管 VD 导通, 由于二极管的正向电阻很小, 故充电时间常数 $R_{\text{正}} C$ 很小, 电容 C 两端的电压很快上升到脉冲幅值 E , 输出电压 U_o 随电容 C 两端电压的上升而下降至 0。

在 t_1 时刻, 输入电压 u_i 跳变至 0, 相当于输入端接地。电容 C 两端充得的左正、右负的电电压使二极管 VD 反偏截止。由于电容两端的电压不能突变, 所以输出端 u_o 迅速下降一个脉冲幅值 E 。

在 $t_1 \sim t_2$ 期间, 电容 C 上电荷通过电阻 R 放电, 因放电时间 RC 常数很大, 故电容上的电压缓慢下降, 则输出端电压缓慢上升。

在 t_2 时刻, 输入电压又上跳为脉冲幅值 E , 此时输出端 u_o 也随之上跳一个脉冲幅值。

在 $t_2 \sim t_3$ 期间, 输入信号经电容 C 又使二极管 VD 导通, 并对电容 C 迅速充电, 很快使 C 两端的电压增至脉冲幅值, 输出电压 u_o 也随之下落到 0。

上述过程反复进行, 其结果使脉冲顶部钳位在稍高于零电平的某一电平位置。充、放电过程如图 1-19 所示。

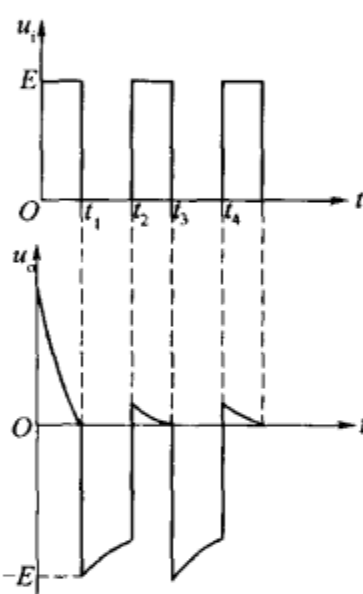


图 1-18 钳位电路输入及输出信号波形

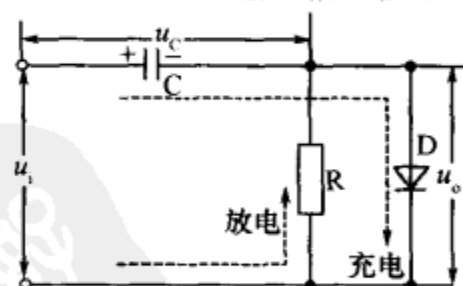


图 1-19 充放电过程

* 阅读材料 彩色电视机视频钳位电路

在模拟信号中包含有交流分量和直流分量, 当信号通过交流放大器处理时, 由于放大器存在耦合电容, 所以信号在通过这些耦合电容时会丢失直流分量。对于音频信号来说, 直流分量对我们没多大意义, 丢失了也没关系; 但对于视频信号来说则不同, 当视频信号丢失了直流分量后, 图像的黑电平(即同步电平)将不能固定在同一电平上,

同步头将随图像信号的内容产生变化,如图 1-20(a)所示,从图中可见,同步头不能对齐。为了使同步头对齐(同步头固定在同一条电平线上),使之不受图像内容的影响,必须要传送直流分量。

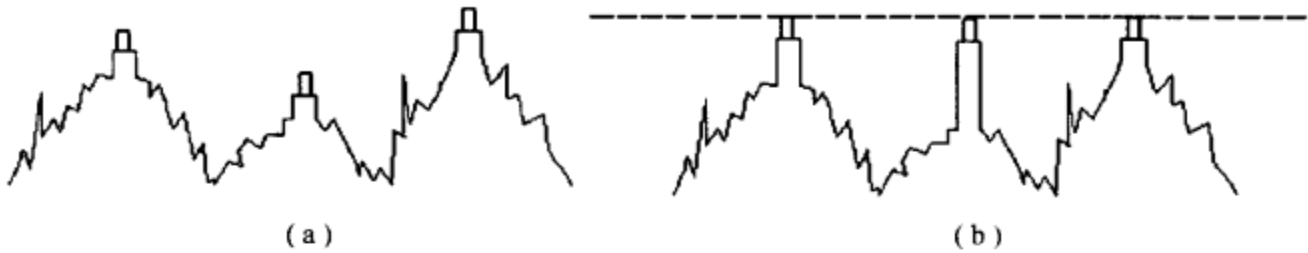


图 1-20 图像信号与同步头

另外在某些摄像管和光电管输出端的信号并不包含相应于照度为 0 的固定电平,或者是黑色电平,这样也要求在视频信号里人为加入黑色电平。

由以上可知,在电视技术中,要求视频通道能传送直流电平。但是如果要求通道由直流放大器组成,则牵涉到设计这样的放大器的经济与技术指标较困难,所以在一般情况下,直流电平不是直接传送的,而是采用钳位电路。因为每一行电视信号都有一段消隐期,它的电平是黑电平(或比黑电平还低的某一电平)。当视频信号具有直流分量时,每一行的消隐电平都是一样的,一旦失去了直流分量,行消隐电平就不一样了。因而我们只要将失去直流分量的视频信号的消隐期钳定在某一电平上(相当于黑色电平),使它与平均分量的大小无关,这样电视信号经过交流放大器损失了的直流分量,经过钳位后得到恢复,如图 1-20(b)所示。视频信号中的缓变信号(直至直流分量)无须直接传送,而借助钳位器,可以达到间接传送的目的。

4. 二极管隔离电路

下面以图 1-21 为例说明二极管的隔离作用。设输入电压为 $U_1=5V$ 、 $U_2=3V$ 、 $U_3=2V$,三只二极管均为 2AP 型锗管,管压降为 0.3V。

从图中可以看出,三只二极管的负极是连在一起的,在电路中其负极电位应该是相同的,因此,三只二极管中,正极电位最高的二极管先导通,显然 VD_1 先导通, VD_1 导通后,A 点电位钳位在 $5-0.3=4.7V$ 上。

由于 A 点电位为 4.7V,高于二极管 VD_2 、 VD_3 的正极电位,所以 VD_2 、 VD_3 均截止,由于二极管截止后,其反向电阻很大,这样,可将输入端 U_2 、 U_3 与输出端 U 隔离起来,所以 VD_2 、 VD_3 在这里起隔离作用。

5. 二极管开关电路

二极管在正向电压作用下电阻很小,处于导通状态,相当于一个接通的开关;在反向电压作用下,电阻很大,处于截止状态,如同一个断开的开关。利用二极管的开关特性可以组成各种逻辑电路。

图 1-22 是最简单的硅二极管开关电路。设输入电压为 u_i ,其低电平为 $U_L=-2V$,高电平为 $U_H=3V$ 。

当 $u_i=U_L=-2V$ 时,二极管反偏, VD 处在反向截止区,如同一个断开的开关。显然,输出电压为 0。

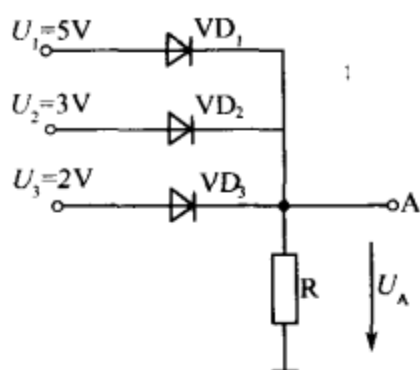


图 1-21 二极管的隔离作用

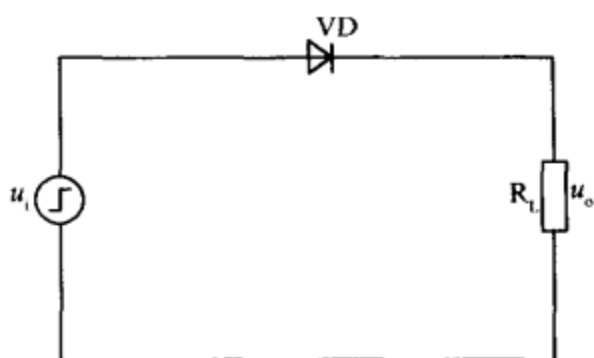


图 1-22 二极管开关电路

当 $u_i = U_H = 3V$ 时,二极管正向偏置,VD 工作在正向导通区,其导通压降约 $0.7V$,此时,二极管如同一个具有 $0.7V$ 压降、闭合的开关。显然输出电压为 $u_o = 3 - 0.7 = 2.3V$

通过以上分析可知,硅半导体二极管具有下列静态开关特点:

(1) 导通条件及导通时的特点

当外加正向电压大于 $0.7V$ 时,二极管导通,而且一旦导通之后,就可近似地认为二极管两端的管压降不变($0.7V$),如同一个具有 $0.7V$ 压降的闭合开关。

(2) 截止条件及截止时的特点

当外加电压小于 $0.5V$ 时,二极管截止,而且一旦截止之后,就近似地认为通过二极管的电流为零,如同一个断开的开关。

6. 二极管检波电路

检波电路在收音机、电视机中得到了广泛的应用,下面以电视机的视频检测器为例进行简要说明,常采用的视频检波器是大信号(一般在 $0.5V$ 以上)二极管检波器,有关电路如图 1-23(a)所示。

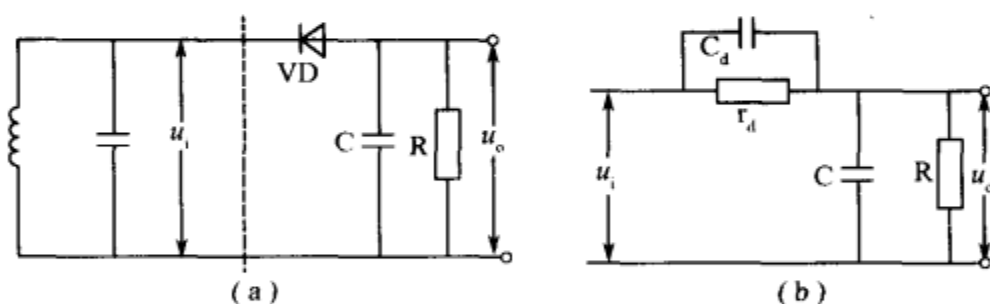


图 1-23 二极管检波电路

(a) 视频检波器基本电路; (b) 等效电路。

电路中,虚线左边是中频放大器末级的负载电路,它构成了检波器的输入电路,给检波器输入端传送调幅中频信号电压 u_i 。二极管 VD 是非线性检波元件。电阻 R 和电容器 C 是检波负载电路。它一方面旁路掉高频分量,起滤波作用;另一方面使检波后得到的调制信号在其上产生电压降,作为检波器的输出电压 u_o 。

图 1-23(b)是检波器的交流等效电路。 r_d 是检波二极管的正向电阻,会产生正向压降,降低检波输出电压; C_d 是检波二极管的极间电容,会使输入的中频信号直接通过极间电容到负载两端,使检波不充分,降低检波效率。

二极管检波是利用二极管的非线性实现的,即利用二极管正向伏安特性曲线的起始弯曲部分段(图 1-10 中的 AB 段)进行检波,由于这一段特性曲线的电流和电压关系近

似平方律关系,因此称为“平方律检波”。大信号检波,二极管主要工作在特性曲线直线部分 BC 段,因此称为“直线性检波”,又叫做“包络检波”。由于平方律检波的非线性失真较大,目前已很少采用,在电视机中都应用直线性检波。

直线性检波原理与以阻容为负载的二极管整流原理很相似。中频调幅电压 u_i 通过电容器 C 加到二极管 VD 两端,当 u_i 为正半周时,VD 导通, u_i 通过二极管 VD 的正向电阻 r_d 对电容 C 充电,由于 r_d 很小,所以 C 上的电压很快就接近 u_i 的峰值;当 u_i 为负半周时,VD 截止,C 通过 R 放电,由于 $R \gg r_d$,所以放电比充电慢得多。在中频电压的下一个周期中,只有二极管两端的电压大于 0V 时,二极管才重新导通。二极管在中频电压作用下周期性地通断,电容 C 则周期性地充放电。适当地选择负载电路的时间常数 $\tau(RC)$,可使 C 两端的电压 u_o 基本上跟随输入调幅信号的振幅变化,而接近调幅波的包络线,如图 1-24 所示。

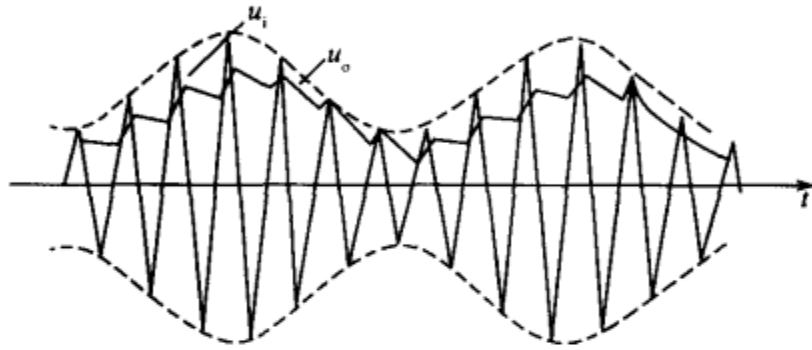


图 1-24 直线性检波器的输出电压

由于调幅波的振幅随视频调制信号而变化,所以负载 RC 上的电压就是视频调制电压,从而完成了视频检波的任务。

7. 二极管续流电路

二极管续流电路主要应用在开关电源上,图 1-25 为串联型开关电源电路。

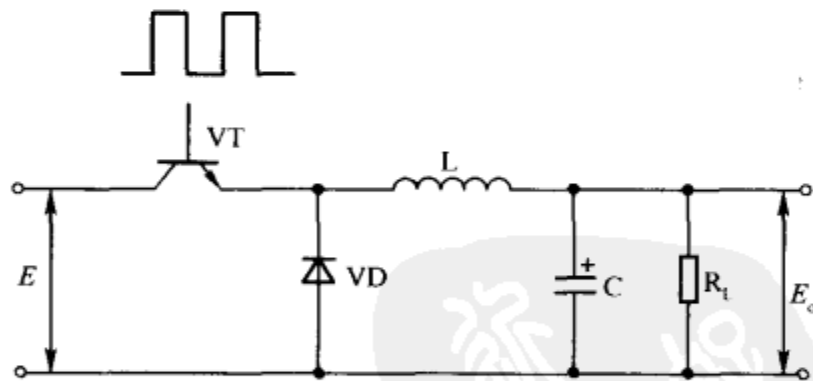


图 1-25 串联型开关电源电路

电路中,VT 为开关晶体管,正常时工作在开关状态,VD 为续流二极管,L 为电感线圈,是储能无件,C 为滤波电容, R_L 为负载。

晶体管 VT 串联在输入电源 E 与负载 R_L 之间,在晶体管的基极输入开关脉冲信号,VT 被周期性地开关而处于饱和导通和截止状态,二极管 VD 与开关晶体管 VT 处在相反的工作状态,在开关晶体管 VT 导通时,VD 则截止,而开关管 VT 截止时,VD 导通,从而使负载电路中有连续的电流流通,故称为续流二极管。

当 VT 的基极输入正脉冲时,VT 饱和导通,电压 E 加至续流二极管的负极,所以二

极管 VD 截止,输入电压 E 经 $VT \rightarrow L \rightarrow C \rightarrow R_L$ 形成回路,回路电流经 L 向电容 C 充电,并向 R_L 供电;当 VT 基极输入为负脉冲时, VT 截止,根据电磁感应原理,此时 L 上的磁能转变为电能, L 上所产生的电压为左负、右正,此时 VD 导通, L 上的感应电压通过 VD 继续向电容充电,同时,也供给负载 R_L ,这样由于 VD 的存在,维持了负载电流的连续性。这里, L 和 C 组成了良好的滤波电路,滤去输出直流电压中的开关脉冲频率的波纹及其谐波。

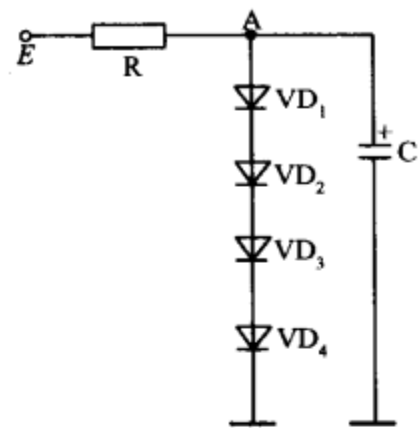


图 1-26 简易二极管稳压电路

8. 简易二极管稳压电路
利用二极管导通后的管压降基本不变的特性可以构成简易的稳压电路,如图 1-26 所示。

电路中, VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 四只硅二极管串联起来, R 是限流保护电阻,由于二极管导通后的管压降基本不变,四只串联二极管的管压降之和也就基本不变。这样,当直流工作电压 E 在变化时,电路中的 A 点电压保持基本不变($4 \times 0.7 = 2.8V$),达到稳压目的。若电路中没有四只二极管接入电路,当直流工作电压 E 在大小波动时, A 点电压也随之发生变化, A 点的直流电压就不稳定。

第三节 稳压二极管及其应用

稳压二极管(主要指硅稳压管)由于具有稳压性能,因此,在电子电路中经常用到,稳压二极管也称稳压管或齐纳二极管,以区别于普通二极管。

一、稳压管的基本特性

由二极管的特性曲线可知,如果工作在反向击穿区,则当反向电流的变化量 ΔI 较大时,二极管两端相应的电压变化量 ΔU 却很小,说明其具有“稳压”特性。利用这种特性可以做成稳压管。所以,稳压管实质上就是一个二极管,但它通常工作在反向击穿区。稳压管的伏安特性及符号如图 1-27 所示。

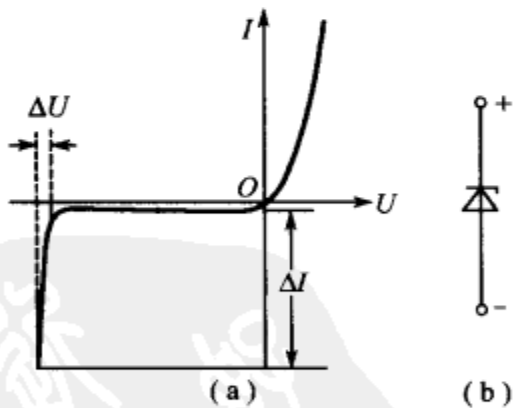


图 1-27 稳压管的伏安特性和符号
(a)伏安特性;(b)符号。

由图 1-27(a)稳压管的典型特性曲线可以看出,稳压管与普通二极管的伏安特性曲线十分相近。值得注意的是它的击穿特性,当稳压管两端的反向电压超过击穿电压时,流过稳压管的电流会急剧增加,但是击穿并不一定意味着稳压管的损坏,只要在外电路上采取适当的限流措施,可以保证稳压管处于击穿区而不致损坏。在击穿区,流过稳压管的电流在一定范围内变化时,稳压管两端电压变化很小。这个性质使稳压管可以用作电压参考元件——稳压元件。

稳压管的击穿电压值,在制造过程中很容易地人为控制,从而可以得到从几伏到几百伏的任意电压,以适应各种不同的要求。

不同型号的稳压管,不但其稳定电压的数值不同,而且允许流过电流的大小也不同,应根据负载的要求来选择稳压管的型号。

稳压管工作在规定的电流范围内才能较好地起稳压作用。由伏安特性可见,若工作电流太小,例如,在零电流附近,则电压随电流的变化很大,即稳压性能不好;但工作电流也不能太大,以免超过稳压管的额定功耗,造成损坏。小功率稳压管的工作电流范围大致是几毫安至几十毫安,大功率稳压管可以允许通过几安至十几安的电流。

二、稳压管的主要参数

1. 稳定电压 U_Z

U_Z 是稳压管工作在反向击穿区时的稳定工作电压。稳定电压 U_Z 是根据要求挑选稳压管的主要依据之一。由于稳定电压随着工作电流的不同而略有变化,所以测试 U_Z 时,应使稳压管的电流为规定值。不同型号的稳压管,其稳定电压的值不同。对于同一型号的稳压管,由于制造工艺的分散性,不同稳压管的 U_Z 也有差别。例如,稳压管 2DW7C,其 U_Z 为 6.1V~6.5V,表示型号同为 2DW7C 的不同的稳压管,其稳定电压有的可能为 6.1V,有的可能为 6.5V 等,但并不意味着同一个稳压管的稳定电压会有如此之大的变化范围。

2. 稳定电流 I_Z

I_Z 是使稳压管正常工作时的参考电流,若工作电流低于 I_Z ,则稳压管的稳压性能变差;如工作电流高于 I_Z ,只要不超过额定功耗,稳压管可以正常工作,而且一般来说,工作电流较大时稳压性能较好。

3. 动态内阻 r_z

在稳压管的工作区域内,稳定电流有一个变化 ΔI 时,总会引起稳定电压有一个微小的变化量 ΔU ,这就意味着稳压管电压的稳定是相对的。取稳定电压的变化量 ΔU 与相应的稳定电流的变化量 ΔI 的比值,定义为稳压管的动态电阻 r_z ,即 $r_z = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ 。

显然,当电流的变化量 ΔI 一定时,动态电阻 r_z 越小,则稳定电压的变化量 ΔU 越小,稳压性能越好。稳压管的动态电阻值视不同型号稳压管而异,一般在几欧到几十欧之间。 r_z 值还随工作电流不同而变化,电流越大, r_z 越小,例如,2CW7C 型稳压管,工作电流为 5mA 时, r_z 为 16 Ω ;工作电流为 20mA 时, r_z 下降至 3 Ω ,一般手册上给出的 r_z 是规定的稳定电流下得到的。

4. 额定功耗 P_Z

稳压管在工作时,要消耗一定的功率,把电能转换成热能。为保证稳压管不致由于过热而损坏,规定了每种稳压管的额定功耗值,其数值为稳定电压 U_Z 和最大稳定电流 I_{ZM} 的乘积。

5. 最大稳定电流 I_{ZM}

稳压管工作于击穿状态时,为保证稳压管的耗散功率不超过 P_Z ,所规定的最大工作电流 $I_{ZM} = \frac{P_Z}{U_Z}$ 。如果手册上只给出 P_Z ,可求出最大稳定电流 I_{ZM} 。

6. 稳定电压的温度系数 α_z

当温度改变时,稳定电压 U_Z 也将发生微小的变化。通常用温度每升高 1 $^{\circ}\text{C}$,稳定电

压值的相对变化量来表示稳压管的温度稳定性,称为稳定电压的温度系数 α_z 。一般来说,稳压管的稳定电压大于 7V 时, α_z 为正值,即具有正的温度系数;稳压管的稳定电压低于 4V 时, α_z 为负值,即具有负的温度系数;在 4V~7V 之间时,温度系数最小。

例如,2XW17 型稳压管, $U_z = 9V \sim 10.5V$, $\alpha_z = 0.09\%/^{\circ}C$,说明当温度升高 $1^{\circ}C$ 时,稳定电压增大 0.09%;又如 2CW11 型稳压管, $U_z = 3.2V \sim 4.5V$, $\alpha_z = -0.05\%/^{\circ}C$,说明当温度升高 $1^{\circ}C$ 时,稳定电压减小 0.05%。

有一类特殊的 2DW7 系列稳压管,这是一种具有温度补偿的稳压管,用于电子设备的精密稳压源中。2DW7 稳压管的外形如图 1-28(a)所示,稳压管内部实际上包含两个温度系数相反、对接在一起的二极管(见图 1-28(b))。当温度变化时,由于一个二极管被反向偏置,温度系数为正值;而另一个二极管被正向偏置,温度系数为负值,二者互相补偿,使 1、2 两端之间的电压随温度的变化很小。

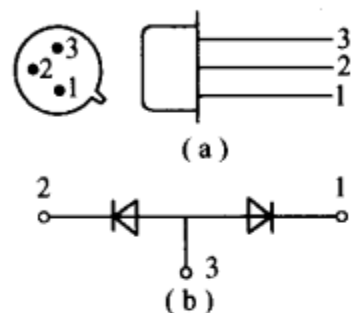


图 1-28 2DW7 稳压管

(a)外形图;

(b)内部结构示意图。

注意事项:使用稳压管组成稳压电路时,需要注意几个问题。第一,应使外加电源的正极接稳压管的 N 极,电源的负极接 P 极,以保证稳压管工作在反向击穿区;第二,稳压管应与负载电阻 R_L 并联,由于稳压管两端电压的变化量很小,因而,使输出电压比较稳定;第三,必须限制流过稳压管的电流 I_z ,使其不超过规定值,以免因过热而烧毁稳压管。

三、稳压二极管基本应用电路

1. 典型稳压电路

典型稳压管稳压电路如图 1-29 所示,由限流电阻 R 和稳压管 ZD 组成基准稳压电路。 U_i 是输入电压; U_o 是输出电压,即稳压器两端的电压 U_z ,它既可以作为基准电压源,也可以单独作为输出电压,供负载电流较小的电路使用。

由图可知 $U_o = U_i - I_R R = U_z$ 。当输入电压 U_i 增大时,输出电压 U_o 将上升,使稳压管 ZD 的反向电压略有增加,随之流过稳压管 ZD 的电流增加,于是 $I_R = I_z + I_L$ 增加,限流电阻 R 上的压降 $I_R R$ 将增大,使得 U_i 增量的大部分压降在 R 上,从而使输出电压 U_o 基本维持不变。反之,当 U_i 下降时, R 上压降减小,故也能维持输出电压不变,这就是稳压管的稳压原理。

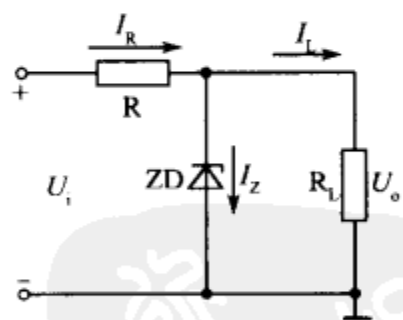


图 1-29 典型稳压管稳压电路

可见,稳压管的电流调节作用是这种稳压电路能够稳压的关键。即利用稳压管端电压 U_z 的微小变化,引起电流 I_z 的较大变化,通过 R 起着电压调整作用,保证输出电压基本恒定。由于起控制作用的元件 ZD 在电路中与负载电阻 R_L 并联,所以这种电路是一种并联式稳压电路。

方法技巧:限流电阻的选择。

稳压管稳压电路中的限流电阻 R 是一个很重要的组成元件。限流电阻 R 的阻值必须选择适当,才能保证稳压电路在电网电压或负载变化时,很好地实现稳压作用。

在图 1-29 所示的硅稳压管稳压电路中,如限流电阻 R 的阻值太大,则流过 R 的电

流 I_R 很小, 当 I_L 增大时, 稳压管的电流可能减小到临界值以下, 失去稳压作用; 如 R 的阻值太小, 则 I_R 很大, 当 R_L 很大或开路时, I_R 都流向稳压管, 可能超过其允许定额而造成损坏。

设稳压管允许的最大工作电流为 I_{Zmax} , 最小工作电流为 I_{Zmin} ; 电网电压最高时的整流输出电压为 U_{lmax} , 最低时为 U_{lmin} ; 负载电流的最小值为 I_{Lmin} , 最大值为 I_{Lmax} ; 则要使稳压管能正常工作, 必须满足下列关系:

① 当电网电压最高和负载电流最小时, I_Z 值最大, 此时 I_Z 不应超过其允许的最大值, 即

$$\frac{U_{lmax} - U_Z}{R} - I_{Lmin} < I_{Zmax}$$

② 当电网电压最低和负载电流最大时, I_Z 值最小, 此时 I_Z 不应低于其允许的最小值, 即

$$\frac{U_{lmin} - U_Z}{R} - I_{Lmax} > I_{Zmin}$$

根据以上两个条件, 可得到限流电阻 R 的取值范围。

2. 稳压管并联电路

设 ZD_1 、 ZD_2 两只稳压管的稳压值分别为 5.5V 和 8.5V。正向导通电压都是 0.5V, 外加电压 $U_i = 10V$ 。

(1) 同向并联

稳压管同向并联电路如图 1-30 所示。

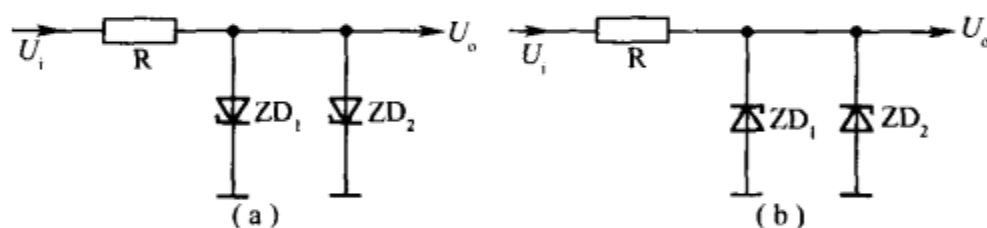


图 1-30 稳压管同向并联电路

(a) 加正向电压; (b) 加反向电压。

当加正向电压时, 由于外加电压大于死区电压, 两只稳压管均正向导通, 提供稳压值为 0.5V 左右。

加反向电压时, ZD_1 先击穿, 它起稳压作用, 提供的稳定电压为 5.5V。

(2) 反向并联

反向并联如图 1-31 所示, 反向并联时, 不管加什么方向的电压, 必定有一只稳压管处于正向偏置而导通, 提供稳压电压为 0.5V。

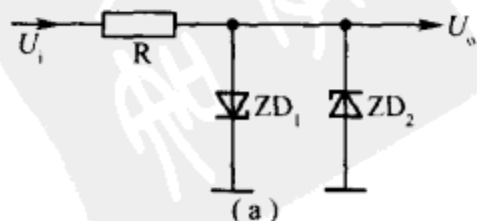


图 1-31 稳压管反向并联电路

3. 稳压管串联电路

设 ZD_1 、 ZD_2 两只稳压管的稳压值分别为 5.5V 和 8.5V。正向导通电压都是 0.5V，外加电压 $u_i = 10V$ 。

(1) 同向串联

稳压管同向串联电路如图 1-32 所示。

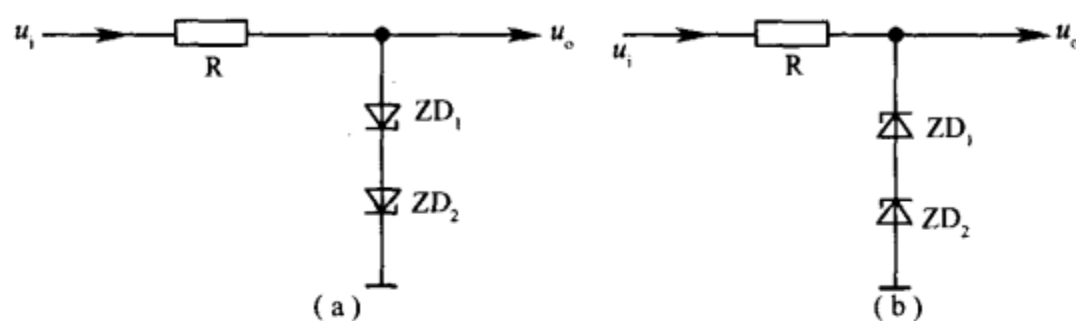


图 1-32 稳压管同向串联电路

(a)加正向电压；(b)加反向电压。

加正向电压时，两只稳压管均为正偏而导通，提供稳定电压为 $2 \times 0.5 = 1V$ 。

加反向电压时，两只稳压管均反偏击穿，提供的稳定电压为 $5.5 + 8.5 = 14V$ 。

(2) 反向串联

稳压管反向串联如图 1-33 所示。

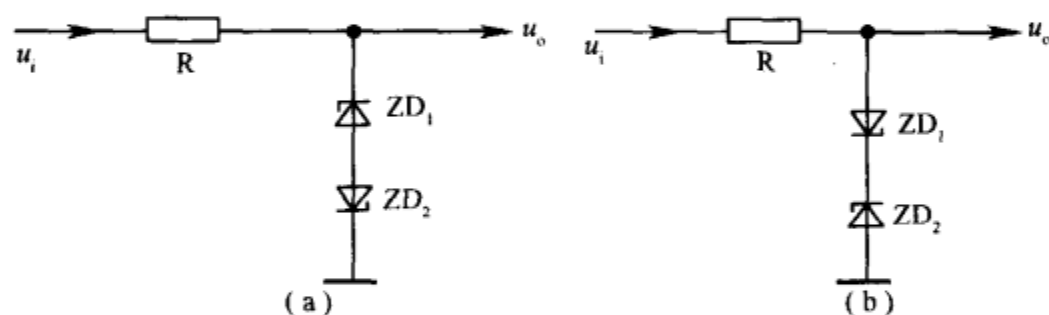


图 1-33 稳压管反向串联

(a)加正向电压；(b)加反向电压。

不管加什么方向的电压，总是一只稳压管导通，另一只稳压管反向击穿，这样可提供两种稳定电压：一种为 $0.5 + 5.5 = 6V$ ；另一种为 $0.5 + 8.5 = 9V$ 。

例 如图 1-34 所示电路， ZD_1 、 ZD_2 为两只同类型的稳压二极管，其稳压值均为 4.5V，正向导通电压为 0.5V，设输入电压为正弦波形，即 $u_i = 10\sin\omega t$ ，求输出波形。

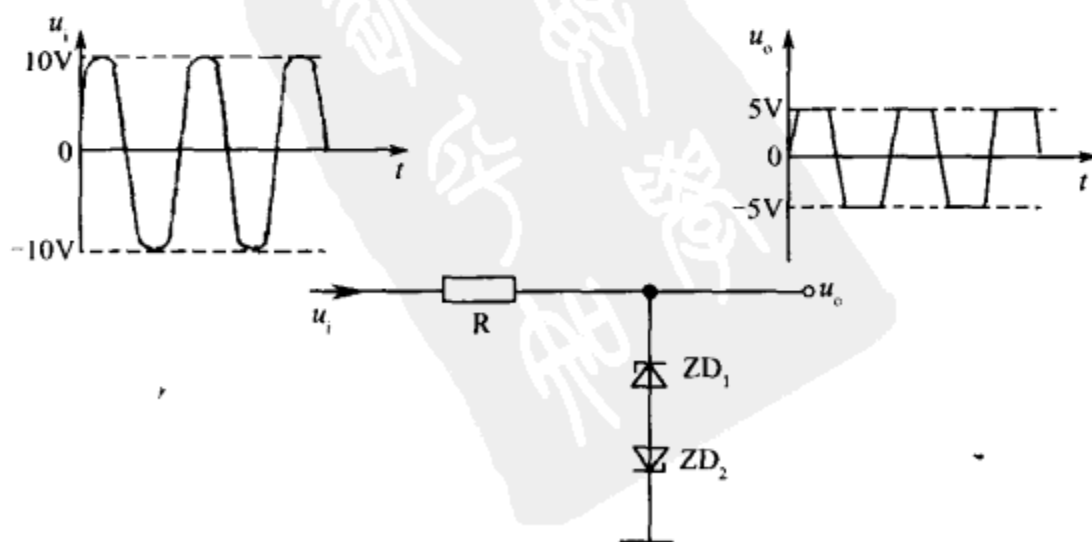


图 1-34 示例图

解:在输入电压正半周时, ZD_2 处于正向导通状态,其导通电压为 $0.5V$, ZD_1 处于反向偏置,又分为两种情况:

第一种情况,当 u_i 小于 $5V$ 时, ZD_1 处于截止状态,其反向电阻很大,此时,输出电压随输入电压的变化而变化。

第二种情况,当 u_i 大于 $5V$ 时, ZD_1 处于反向击穿状态, ZD_1 两端的电压始终保持在 $4.5V$,此时,输出电压 $u_o = 4.5 + 0.5 = 5V$ 。

输入电压与输出电压之差降在电阻 R 上,于是,将输入电压 u_i 正半周大于 $5V$ 的部分削去。

同理,可分析出在输入电压为负半周时情况。输入与输出信号波形如图 1-34 所示。



第二章 半导体三极管放大电路

半导体三极管(英文缩写为 BJT)也称晶体三极管,简称三极管,由于在三极管中参与导电的有两种载流子,既有多数载流子,又有少数载流子,所以,半导体三极管也称为双极型三极管。三极管是各种电子设备的关键元件,在电子电路中能够起放大、振荡、开关、检波、钳位等多种作用,且具有体积小、质量轻、使用寿命长、耗电省等优点,因此得到了广泛的应用,本章主要介绍三极管的结构、特性及其基本放大电路。

第一节 半导体三极管

一、半导体三极管的结构

三极管在电子技术中扮演着极其重要的角色:利用它可以放大微弱的电信号;可以作为无触点开关元件;可以产生各种频率的电振荡;可以代替可变电阻……。三极管还是集成电路中的核心元件。因此,三极管应用极为广泛。电子电路中常用的三极管,种类很多,按照工作频率分有高频管(3MHz 以上)、低频管(3MHz 以下);按照功率分有小功率管、中功率管和大功率管;按半导体材料分有硅管、锗管;按用途分有放大管、开关管、低噪声管、高反压管等。但从外形来看,三极管通常有三个极,常见外形如图 2-1 所示。

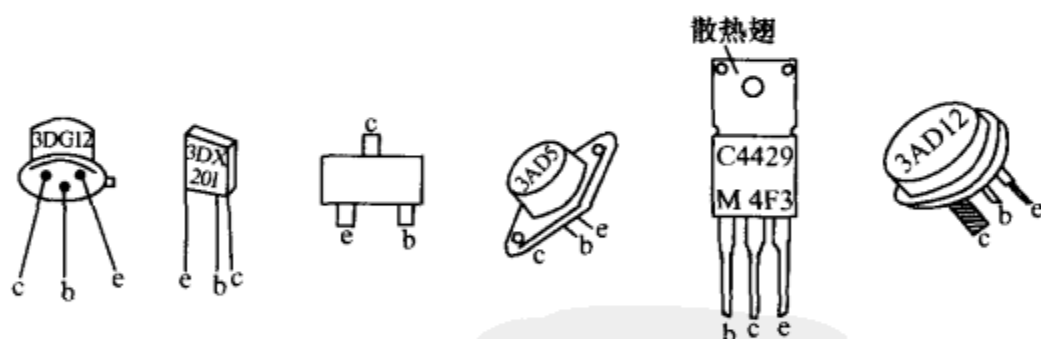


图 2-1 常见三极管的外形

不论三极管的外形如何,其内部的基本结构都是在—块半导体上制造两个距离很近的 PN 结,这两个 PN 结把整块半导体分为三个区,由这三个区引出的电极分别称为:发射极、用字母 e 表示;基极,用字母 b 表示;集电极,用字母 c 表示。发射极与基极间的 PN 结称为发射结;集电极与基极间的 PN 结称为集电结。三极管的两个 PN 结之间存在着相互联系和相互影响,使它的电性能完全不同于一个 PN 结的二极管。

根据三极管中两个 PN 结构组合方式不同,可以分成两种类型:如果两边是电子导电的 N 型区,中间是空穴导电的 P 型区,则称为 NPN 型三极管;若两边是空穴导电的 P 型区,中间是电子导电的 N 型区,则称为 PNP 型三极管。NPN 型和 PNP 型三极管在符号上的区别是发射极箭头的方向,它代表 PN 结正向接法时的电流方向,因此,NPN 型的发

射极箭头向外,PNP 型的箭头向内。NPN 和 PNP 型三极管的结构及符号如图 2-2 所示。

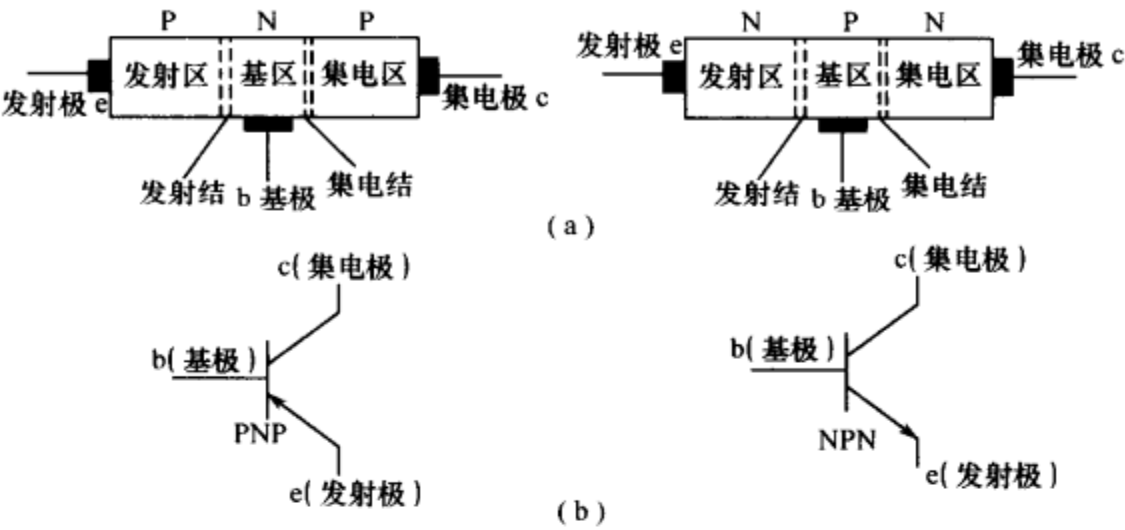


图 2-2 NPN 和 PNP 型三极管的结构及符号
(a)三极管的内部结构；(b)三极管的电路符号。

三极管制造工艺上的特点是：发射区掺杂浓度大于基区掺杂浓度，以利于发射载流子；集电区比发射区大，以便集电区收集载流子；基区做得很薄，杂质也掺得少，使载流子通过基区的时间很短，以便减少载流子在基区的复合。所以发射区和集电区虽然同是 P 型或 N 型半导体材料，但由于工艺技术上的差别，使它们的功能不同，因而在使用三极管时，要分清其发射极和集电极，不可颠倒使用。

二、半导体三极管的工作电压

前已述及，三极管在制造工艺上做了特殊设计，这为三极管的放大功能提供了内部条件，但是，仅靠这些还不能放大信号，还必须具备一定的外部条件才能实现放大功能。具体他说，就是需要加上一定的工作电压给三极管，如果电源极性接错或提供的电压不正常，尽管这时三极管本身是好的，也照样不能工作，甚至还可能损坏三极管。

要使三极管能够起放大作用，其工作电源的接法必须是：三极管的发射结加正向电压，集电结加反向电压，并且反向电压要高于正向电压 2 倍以上。根据上述原则，PNP 型三极管和 NPN 型三极管电源供电的连接方法应如图 2-3 所示。

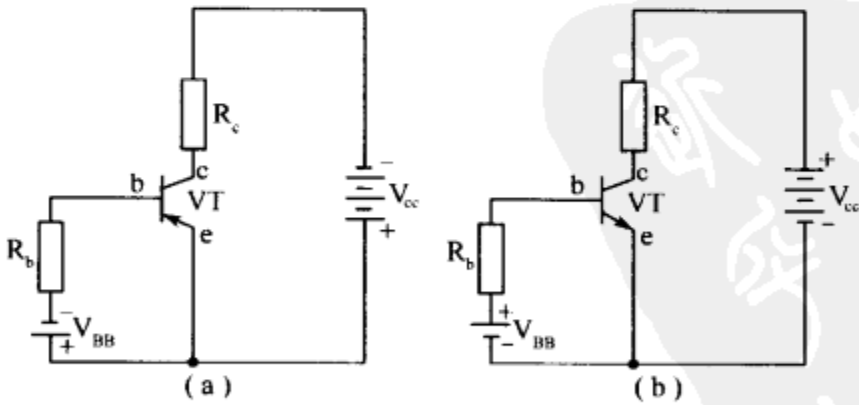


图 2-3 PNP 和 NPN 三极管电源的接法
(a)PNP 型三极管电源接法；(b)NPN 型三极管电源接法。

考虑到设置两个电源不方便，因此，实际电路，一般采用如图 2-4 所示的电路。为满足上述供电条件，图中的 R_b 必须大于 R_c 。

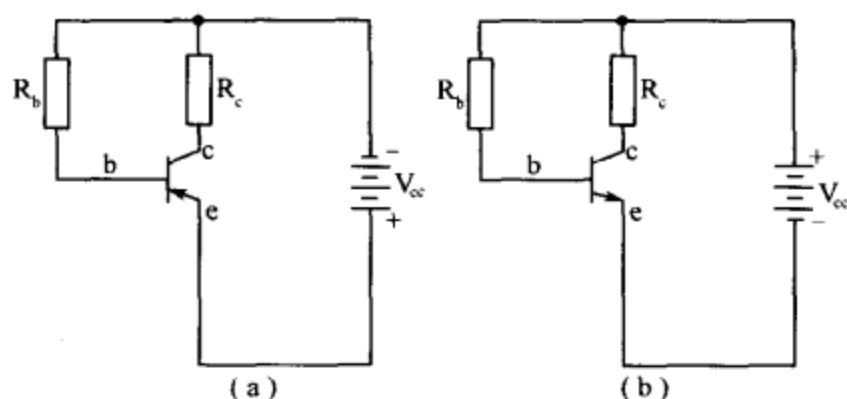


图 2-4 实际供电电路

(a)PNP 型三极管; (b)NPN 型三极管。

通常把加在发射极与基极间的电压称为基极电压或偏压,用 U_{BE} 表示。采用硅材料的 NPN 管,这个电压值约为 $0.6V$;采用锗材料的 NPN 管,电压值约为 $0.2V$;采用硅材料的 PNP 管,电压值为 $-0.6V$ 左右;采用锗材料的 PNP 管,电压值为 $-0.2V$ 左右。

重点提示:以上电压值的正、负是测量电压时参考点电位不同引起的,测量 NPN 管时,以发射极作为低电位参考点,测量 PNP 管时,以基极作为低电位参考点。

加在发射极与集电极之间的反向工作电压称为集电极电压,用 U_{CE} 表示,所谓“反向”,是针对集电结而言的,它的电压数值与电路中的元件参数、电源电压有关。

三、半导体三极管的电流分配关系

为了了解三极管的放大原理和其中的电流分配关系,我们先做一个实验,NPN 管实验电路如图 2-5(a)所示。

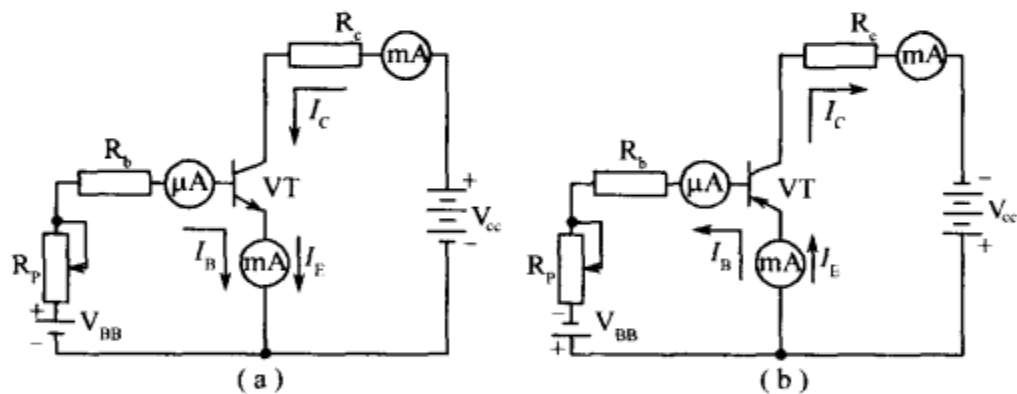


图 2-5 三极管电流分配实验电路

(a)NPN 三极管电流分配; (b)PNP 三极管电流分配。

图中, I_B 表示基极电流, I_C 表示集电极电流, I_E 表示发射极电流,调整可变电阻 R_P 的阻值,便可改变基极电流 I_B ,为了防止因 R_P 值调得太小而引起过大的基极电流烧坏三极管的发射结,在基极回路中串接一个固定电阻 R_b 来限制基极电流的最大值,从而保护三极管不致因过流损坏。

测试电路有两个回路,即基极电路和集电极电路,发射极是公共端,因此,这种接法称为晶体管的共发射极接法,电源的极性必须按图中所示进行连接,且 V_{CC} 大于 V_{BB} 。

改变可变电阻 R_P ,则基极电流 I_B 、集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E 都发生变化,电流方向如图中所示,测量结果见表 2-1 所列。

表 2-1 三极管电流测试数据

I_B/mA	-0.01	0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.10
I_C/mA	0.01	0.01	0.70	1.50	2.30	3.10	3.95
I_E/mA	0	0.01	0.72	1.54	2.36	3.18	4.05

由此实验及测量结果可得出以下结论：

①任何一行数据都有 $I_E = I_C + I_B$ 。可见，流进三极管的总电流等于流出三极管的总电流，这一结果符合基尔霍夫电流定律。

②集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E 比基极电流 I_B 大得多。从第四列和第五列的数据可知， I_C 与 I_B 的比值分别为

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{1.50}{0.04} = 37.5$$
$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{2.30}{0.06} = 38.3$$

这就是三极管的电流放大作用，电流放大作用还体现在基极电流的少量变化 ΔI_B ，可以引起集电极电流较大的变化 ΔI_C 。还是比较第四列与第五列的数据，可得出

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{2.30 - 1.50}{0.06 - 0.04} = \frac{0.80}{0.02} = 40$$

可见，当基极电流有一微小的变化时，可引起集电极电流较大的变化，一般地，我们把 ΔI_C 与 ΔI_B 的比值用 β 表示，即 $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ ，称为三极管的电流放大倍数。

重点提示：当 I_B 从 0mA 变化到 0.02mA 时， I_C 由 0.01mA 变化到 0.70mA，根据电流放大倍数的公式可得，电流放大倍数 β 为 34.5；当 I_B 从 0.02mA 变化到 0.04mA 时， I_C 由 0.70mA 变化到 1.50mA，此时，电流放大倍数 β 为 40。由此可见，该三极管的 β 值与三极管的工作电流有关， I_C 增大时，三极管的 β 值也随着增大，通常，我们称这类三极管为具有反向 AGC 特性。实际上，在半导体器件中还有其他两类的三极管：一类是具有正向 AGC 特性的（当三极管 I_C 增大时，三极管的 β 值会减小）；另一类是没有 AGC 特性的（当三极管 I_C 在很大范围内变化时，其 β 值基本不变）。因此，在检修电子产品时，若确认某三极管不良，在没有同型号三极管替换时，除考虑三极管其他参数外，还必须根据三极管的上述特性，选择相对应的三极管。

③ $I_B = 0$ （基极开路）时， $I_C = I_E$ ，称为穿透电流，记作 I_{CEO} ，通常 I_{CEO} 越小，说明晶体二极管的热稳定性越好。

④ 当 $I_E = 0$ （发射极开路）时， $I_C = I_{CBO}$ ，称为反向饱和电流，表中， $I_{CBO} = 0.01\text{mA}$ 。为什么称为反向呢？因为此时集电结处于反向偏置状态， I_{CBO} 由 N 区流向 P 区。

上述实验是以 NPN 型管为例的。如果采用图 2-5(b) 所示的 PNP 型三极管电路，同样能得到上述结果，不同的是 PNP 型三极管的电流方向与 NPN 型三极管相反。

四、半导体三极管的输入、输出特性曲线

三极管的特性曲线是内部载流子运动的外部表现，它反映出三极管的性能，是分析放大电路的重要依据。最常用的是共发射极接法时的输入特性曲线和输出特性曲线。这些特性

曲线可用三极管特性图示意直观地显示出来,也可以通过如图 2-6 的实验电路进行测绘。

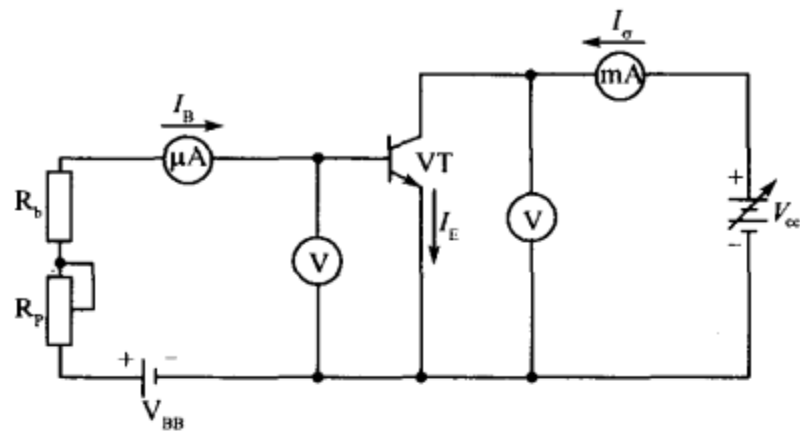


图 2-6 测量三极管特性的实验电路

1. 输入特性曲线

输入特性曲线是指当集—射极电压 U_{CE} 为常数时,基极电流 I_B 与基—射极电压 U_{BE} 之间的关系曲线。因为三极管的发射结是一个 PN 结,且正向连接,所以三极管的输入特性曲线与二极管的正向特性曲线是一样的,如图 2-7 所示。

图中输入特性曲线是在三极管集电极电压取某个值时测定的,若集电极电压取不同固定值,输入特性曲线仅是左右稍微移动,其形态基本不变,另外,当温度升高时, U_{BE} 将会降低,反映在输入特性上,表现为整个曲线随温度升高而向左移。

从曲线上可以看出,输入特性曲线可分为非线性区与线性区两部分,在线性区输入电压 U_{BE} 微小变化会引起基极电流 I_B 较大幅度地作线性变化,因此,若将三极管作为线性放大元件使用时(如用作中频放大管、低频放大管),必须通过调整 I_B 或 U_{BE} ,使三极管输入端工作在这个区。

重点提示:输入特性曲线表明,三极管正常工作时, U_{BE} 变化范围较小,硅管 $0.5V \sim 0.7V$,锗管 $0.2V \sim 0.3V$ 。对于硅管,当 $U_{BE} < 0.5V$ 时, $I_B = 0$,称为三极管的“死区”。另外,基极和发射极之间也不能加过高的正向电压,否则将因 I_B 的剧增而导致三极管损坏。

2. 输出特性曲线

三极管的输出特性曲线是指当基极电流 I_B 为常数时,输出电路(集电极电路)中的集电极电流 I_C 与集—射极电压 U_{CE} 之间的关系曲线。在不同的 I_B 下,可得到不同的曲线,所以,三极管的输出特性曲线是一组曲线,如图 2-8 所示。

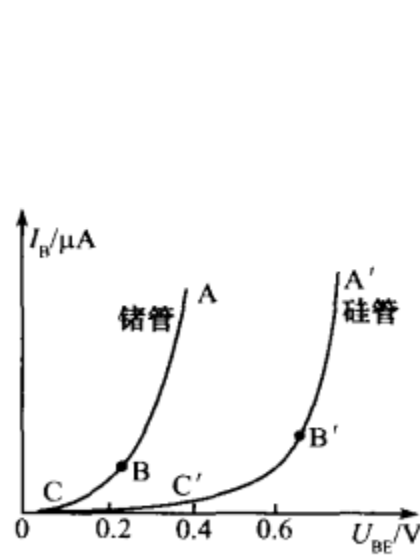


图 2-7 输入特性曲线

AB、A'B'为线性区;BC、B'C'为非线性区。

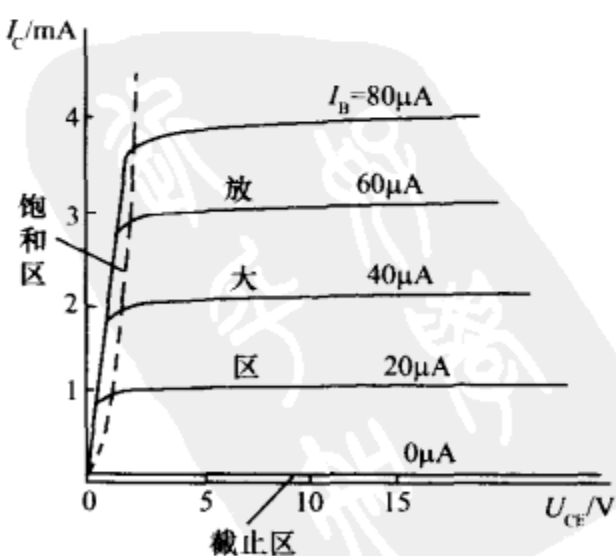


图 2-8 输出特性曲线

分析三极管的输出特性曲线,我们可以将它分为三个区,即截止区、放大区和饱和区。

(1)截止区

一般将输出特性曲线中 $I_B \leq 0$ 的区称为截止区,在图中为 $I_B = 0$ 的一条曲线以下的部分,此时 I_C 也近似为零。由于三极管的各极电流基本上都等于零,所以三极管处于截止状态,没有放大作用。

其实,当 $I_B = 0$ 时,集电极回路的电流并不真正为零,而是有一个较小的穿透电流 I_{CEO} 。一般硅三极管的穿透电流较小,通常小于 $1\mu A$,所以在输出特性曲线上无法表示出来。锗三极管的穿透电流较大,为几十微安至几百微安,可以认为当发射结反向偏置时,发射区不再向基区注入电子,则三极管处于截止状态,所以,在截止区,三极管的发射结和集电结都处于反向偏置状态。对于 NPN 型三极管来说,此时 $U_{BE} < 0, U_{BC} < 0$ 。

重点提示:在三极管放大电路中,为了防止三极管工作在截止区,必须给三极管适当的基极电流,使之工作在放大区。

(2)放大区

在放大区内,各条输出特性曲线比较平坦,近似为水平的直线,表示当 I_B 一定时, I_C 的值基本上不随 U_{CE} 而变化。而当基极电流有一个微小的变化量 ΔI_B 时,相应的集电极电流将产生较大的变化量 ΔI_C ,比 ΔI_B 放大 β 倍,即 $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$,这个表达式体现了三极管的电流放大作用。

在放大区,三极管的发射结正向偏置,集电结反向偏置。对于 NPN 型三极管来说, $U_{BE} > 0, U_{BC} < 0$ 。

重点提示:在三极管组成的放大电路中,三极管必须工作在这个区才能放大信号,对于共射极放大器,输入信号由基极输入,从集电极得到放大的输出信号。

(3)饱和区

图 2-8 中纵坐标附近虚线以下的部分属于三极管的饱和区,在这个区域,不同 I_B 值的各条特性曲线几乎重叠在一起,十分密集。也就是说,当 U_{CE} 较小时,三极管的集电极电流 I_C 基本上不随基极电流 I_B 而变化,这种现象称为饱和。在饱和区,三极管失去了放大作用,此时不能用放大区中的 β 来描述 I_C 和 I_B 的关系。

一般认为,当 $U_{CE} = U_{BE}$,即 $U_{CB} = 0$ 时,三极管达到临界饱和状态。当 $U_{CE} < U_{BE}$ 时称为过饱和。三极管饱和时的管压降用 U_{CES} 表示,一般小功率硅三极管的饱和管压降 $U_{CES} < 0.4V$ 。

三极管工作在饱和区时,发射结和集电结都处于正向偏置状态。对于 NPN 型三极管来说, $U_{BE} > 0, U_{BC} > 0$ 。

重点提示:三极管组成的放大电路中,要适当选择三极管外围元件,防止三极管工作在饱和区。值得注意的是,三极管工作在饱和区并不是三极管本身不具备放大能力,而是外围条件使三极管不能发挥其放大作用。

需要说明的是,温度对半导体器件的影响也很大,图 2-9 是当环境温度从 T_1 变化到 T_2 时,三极管输出特性曲线的变化情况,其中实线为 T_1 时的变化情况,虚线为 T_2 时的变化情况。从输出特性曲线可以看出,温度的变化将导致三极管工作不稳定,所以在实际电路中,常采用各种措施来消除这种影响。

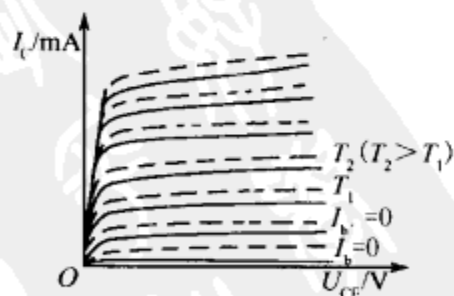


图 2-9 温度对三极管特性曲线的影响

五、半导体三极管的主要技术参数

半导体三极管的参数主要分为三类,下面分别介绍。

1. 直流参数

(1) 共发射极直流电流放大倍数 $\bar{\beta}(h_{FE})$

$\bar{\beta}$ 是三极管的共发射极直流电流放大系数,是指在共发射极电路中,无变化信号输入的情况下,三极管 I_C 与 I_B 的比值,即 $\bar{\beta} = I_C / I_B$ 。共发射极直流放大倍数 $\bar{\beta}$ 是衡量三极管直流放大能力的一个重要参数,对于同一个三极管而言,在不同的集电极电流下有不同的 $\bar{\beta}$ 。

三极管的 $\bar{\beta}$ 值可通过数字万用表的 h_{FE} 挡测出,只要将三极管的 b、c、e 极对应插入 h_{FE} 的测试插孔,便可直接从表盘上读出该三极管的 $\bar{\beta}$ 值。

(2) 集电极反向截止电流 I_{CBO}

I_{CBO} 是指三极管发射极开路时,在三极管的集电结上加上规定的反向偏置电压,此时的集电极电流称为集电极反向截止电流。 I_{CBO} 又称为集电极反向饱和电流,这是因为在集电结反向偏置状态下,在一定的室温范围内再增大反向偏置电压, I_{CBO} 也不再增大,所以称为反向饱和电流。一般小功率锗三极管的 I_{CBO} 为几微安至几十微安,硅三极管的 I_{CBO} 要小得多,有的可以达到纳安数量级。

集电极反向截止电流 I_{CBO} 对于不同类型的三极管其方向是不同的,如图 2-10 所示。

(3) 集-射极反向截止电流 I_{CEO}

前已述及, I_{CEO} 是指三极管基极开路情况下,给发射结加上正向偏置电压、给集电结加上反向偏置电压时的集电极电流,俗称穿透电流。集-射极反向截止电流 I_{CEO} 对于不同类型的三极管其方向是不同的,如图 2-11 所示。

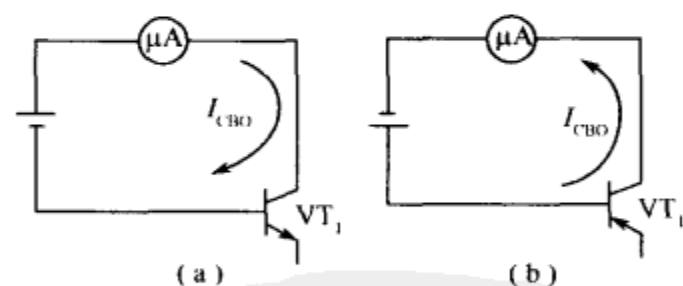


图 2-10 不同类型三极管 I_{CBO} 示意图

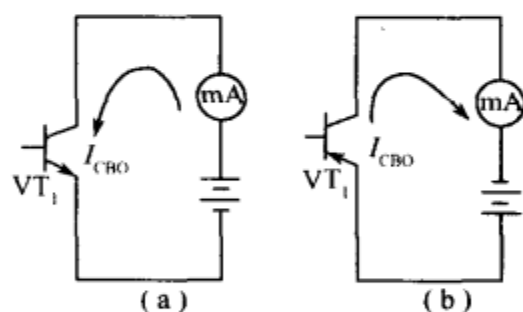


图 2-11 不同类型三极管 I_{CEO} 示意图

I_{CEO} 与 I_{CBO} 有如下关系,即

$$I_{CEO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$$

由上式可知, I_{CEO} 比 I_{CBO} 约大 $\bar{\beta}$ 倍。

I_{CEO} 和 I_{CBO} 都随温度的升高而增大,特别是锗管受温度影响更大,这两个反向截止电流反映了三极管的热稳定性,反向截止电流小,三极管的热稳定性就好。

2. 交流参数

(1) 共发射极交流电流放大倍数 β

共发射极交流电流放大倍数是指将三极管接成共发射极电路时的交流电流放大倍

数, β 等于集电极电流变化量 ΔI_C 与基极电流变化量 ΔI_B 之比, 即 $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$ 。

β 与直流放大倍数 $\bar{\beta}$ 含义是不同的, 但是, 对于大多数三极管来说, β 与 $\bar{\beta}$ 却相差不多, 所以, 在以后的计算中, 常常不将它们严格地区分。

(2) 共基极交流电流放大倍数 α

共基极交流电流放大倍数是指将三极管接成共基极电路时的交流放大倍数, β 等于集电极电流变化量 ΔI_C 与发射极电流变化量 ΔI_E 之比, 即 $\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E$ 。

根据 α 和 β 的定义以及三极管中三个电流的关系, 可得

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B + \Delta I_C} = \frac{\Delta I_C / \Delta I_B}{(\Delta I_B + \Delta I_C) / \Delta I_B} = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

也可写成

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

(3) 截止频率 f_α 、 f_β 与特征频率 f_T 以及最高振荡频率 f_m

当三极管工作在高频状态时就要考虑其频率参数, 三极管的频率参数主要有截止频率 f_α 、 f_β 与特征频率 f_T 以及最高振荡频率 f_m 。

f_α 称为共基极截止频率或 α 截止频率, 在共基极电路中, 电流放大倍数 α 值在工作频率较低时基本为一常数, 当工作频率超过某一值时, α 值开始下降, 当 α 值下降至低频值 α_0 (如 f 为 1kHz) 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (即 0.707 倍) 时所对应的频率为 f_α 。

f_β 称为发射极截止频率或 β 截止频率, 在发射极电路中, 电流放大倍数 β 值下降至低频值 β_0 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时所对应的频率为 f_β 。

上述两个截止频率的物理意义是相同的, 即 α 和 β 值相对于低频值下降 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时的频率, 区别在于三极管在电路中的连接方式不同, 因而频率特性也有所不同。

理论和实践都证明, 同一只三极管的 f_β 值远比 f_α 值要小, 这两个参数关系为 $f_\alpha \approx \beta f_\beta$ 。

重点提示: 在实际使用中, 工作频率等于 f_β 或 f_α , 并说明三极管“截止”, 这时三极管仍可有相当的放大能力。例如, 某三极管 β 在 1kHz 时测试为 100 (即 $\beta_0 = 100$), 当 $f = f_\beta$ 时, $\beta = 100 \times 70.7\% = 70.7$, 这就说明三极管在 $f = f_\beta$ 工作时仍有相当高的放大倍数。另由于 α 值在较宽的频率范围内比较均匀, 且 f_α 远大于 f_β , 所以高频宽带放大器和一些高频、超高频、甚高频振荡器常用共基极接法。一般规定, $f_\alpha < 3\text{MHz}$ 称为低频管, $f_\alpha \geq 3\text{MHz}$ 称为高频管。

f_T 称为特征频率, 晶体管工作频率超过一定值时, β 值开始下降, 当 β 下降为 1 时, 所对应的频率就叫做特征频率 f_T 。当 $f = f_T$ 时, 三极管就完全失去了电流放大功能。有时也称为增益带宽乘积 (f_T 等于三极管的频率 f 与放大系数 β 的乘积)。

f_m 称为最高振荡频率, 定义为三极管功率增益等于 1 时的频率。其意义即是三极管电路在这个频率下振荡时, 输出端全部功率反馈到输入端时刚好可以维持振荡工作状态, 频率再高一点即停止振荡。

三极管的频率参数也是选用三极管的重要依据之一,通常,在高频放大电路中,应该选用高频管,即频率参数较高的三极管,如对频率没有特殊要求,可选用低频管,一般低频小功率三极管的 f_a 值为几十赫至几百千赫,高频小功率三极管的 f_T 为几十兆赫至几百兆赫,一般可用器件手册上查到三极管的 f_a 、 f_β 和 f_T 。

3. 极限参数

加在三极管上的电压或电流是有一定限度的,当三极管工作时的电压或电流超过这一限度时,轻则影响三极管正常工作,严重时将损坏三极管。三极管的极限参数主要有以下几项。

(1) 集电极最大电流 I_{CM}

集电极电流 I_C 超过一定数值时,三极管的 β 值下降, β 值下降到正常 β 值的 $2/3$ 时的集电极电流,称为集电极最大允许电流 I_{CM} 。当 I_C 超过 I_{CM} 不多时,虽然不致损坏三极管,但 β 值显著下降,影响电路的性能。如果三极管工作时 I_C 超过 I_{CM} 过多,这将导致三极管过流损坏。

(2) 集电极最大允许功耗 P_{CM}

当三极管工作时,三极管两端的压降为 U_{CE} ,流过集电极的电流为 I_C ,损耗的功率为 $P_C = I_C U_{CE}$,集电极消耗的电能将转化为热能使三极管的温度升高。当 P_C 的数值超过某个数值时,三极管将因 PN 结升温过高而热击穿损坏,这个数值即称最大允许功耗 P_{CM} 。

使用三极管时,实际功耗不允许超过 P_{CM} ,通常还应留有较大余量,因为功耗过大往往是三极管烧坏的主要原因。

由于 P_{CM} 与三极管散热条件极为相关,如果三极管加散热片,三极管散热快,允许最大功耗 P_{CM} 可大大提高。因此,在家用电器中有些三极管装有散热片。

(3) 反向击穿电压

当三极管 PN 结受到较高反向电压时,PN 结就会反向击穿,结电阻突然下降,结电流立即上升,三极管极易损坏。三极管击穿电压不仅与三极管自身特性有关,而且还取决于外部电路的接法。

击穿电压用符号 BU 表示, BU 的下角标表示击穿电压的电极和第三电极的状态。常用的有:

① 集电极—发射极击穿电压 BU_{CEO} 。 BU_{CEO} 是指三极管基极开路时,允许加在集电极和发射极之间的最高电压。通常情况下,ce 极间电压不能超过 BU_{CEO} ,否则会引起三极管击穿或使其特性变坏。下标中的“O”表示基本开路。

② 集电极—基极击穿电压 BU_{CBO} 。 BU_{CBO} 是指三极管发射极开路时,允许加在集电极和基极之间的最高电压。通常情况下,集电极和基极的反向电压不能超过 BU_{CBO} 。下标中的“O”表示发射极开路。三极管的 BU_{CBO} 要大于 BU_{CEO} ,这是器件的属性,初学者应该记住。

第二节 共发射极放大电路

放大电路的应用十分广泛,例如,扩音机、收音机、复读机以及测量仪器中,都有各种各样的放大电路,在这些电子设备中,放大电路的作用是将微弱的信号加以放大,以便于

人们量测和使用。需要说明的是,不管放大电路把信号放大多少倍,放大器输出的信号功率都是由电源供给的。放大电路的作用只是把电源的电能转换成随输入信号变化的输出量,所以,放大作用实质上是一种能量控制作用。在放大电路中,起着能量控制作用的器件,如晶体管、场效应管等,称为有源器件。以有源器件为核心,以直流电源为能源,配置必要的电阻器、电容器等电子元件,就组成了放大电路。

放大电路有多种形式:按信号强度大小,可分为小信号电压放大电路和大信号功率放大电路;按频率高低,可分为低频放大电路和高频放大电路;按频带宽窄,可分为宽频带放大电路和窄带选频放大电路;按有源器件的类型,又可分为晶体管放大电路、场效应管放大电路和集成放大电路等。

下面以单管共发射极放大电路为例,介绍放大电路的组成及放大原理。

一、放大电路的技术指标

放大电路的技术指标用以定量地描述电路的有关技术性能,测试时通常在放大电路的输入端加上一个正弦测试电压(R_s 为信号源内阻),然后测量电路中的其他有关电量,测试技术指标的示意图如图 2-12 所示。放大器电路有以下几个主要技术指标。

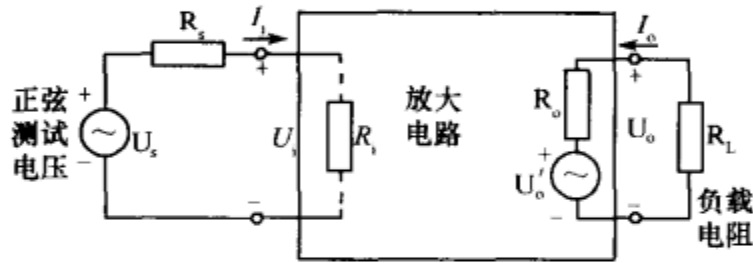


图 2-12 放大电路技术指标测试示意图

1. 放大倍数

放大倍数是衡量放大电路对电信号放大能力的指标,常称为放大电路的增益。它的定义为输出变化量的幅值与输入变化量的幅值之比,主要分为电压放大倍数和电流放大倍数。

电压放大倍数定义为输出电压与输入电压的变化量之比,即

$$A_u = \frac{U_o}{U_i}$$

与此类似,电流放大倍数定义为输出电流与输入电流的变化量之比,即

$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

上式 U_o 、 U_i 、 I_o 、 I_i 都是正弦信号的有效值。

2. 最大输出幅度

最大输出幅度表示在输出波形没有明显失真的情况下,放大电路能够提供给负载的最大输出电压(或最大输出电流),一般指电压的有效值,以 U_{om} 表示。也可用峰-峰值表示,正弦信号的峰-峰值等于其有效值的 $2\sqrt{2}$ 倍。

3. 非线性失真系数

由于放大器件输入、输出特性的非线性,因此放大电路的输出波形不可避免地将产

生或多或少的非线性失真。当输入单一频率的正弦波信号时,输出波形中除基波成分外,还将含有一定数量的谐波。所有的谐波总量与基波成分之比,定义为非线性失真系数。

4. 输入电阻

当输入信号电压加到放大电路的输入端时,总要产生一定的输入电流。根据欧姆定律,输入信号电压 U_i 与相应的输入电流 I_i 之比相当于一个电阻,称为放大电路的输入电阻,用字母 R_i 表示,用公式表示为

$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

输入电阻描述放大电路对信号源索取电流的大小。通常希望放大电路的输入电阻越大越好, R_i 越大,说明放大电路对信号源索取的电流越小。例如,扩音机的信号源是传声器,通过传声器把声音转换成电信号输入到放大电路。放大电路与信号源相连,就要从信号源索取电流,电流的大小表明了放大电路对信号源的影响程度, R_i 越大,从信号源索取的电流越小,放大电路输入端所得到的电压 U_i 越接近于信号源电压 U_s 。

5. 输出电阻

输出电阻 R_o 的定义是,当输入端信号短路(即 $U_s = 0$, 但保留信号源内阻 R_s), 输出端负载开路(即 $R_L = \infty$)时,外加一个正弦输出电压 U_o , 得到相应的输出电流 I_o , 二者之比即是输出电阻 R_o , 即

$$R_o = \frac{U_o}{I_o} \bigg|_{\substack{U_s=0 \\ R_L=\infty}}$$

实际工作中测试输出电阻时,通常在输入端加上一个固定的正弦交流电压 U_i , 首先使负载开路,测得输出电压为 U' , 然后接上阻值为 R_L 的负载电阻,测得此时的输出电压为 U_o 。根据图 2-12 的输出回路可得到

$$R_o = \left(\frac{U'}{U_o} - 1 \right) R_L$$

输出电阻是描述放大电路带负载能力的一项技术指标。通常希望放大电路的输出电阻越小越好, R_o 越小,说明放大电路的带负载能力越强。

6. 通频带

由于放大器件本身存在极间电容,还有一些放大电路中接有电抗性元件,因此,放大电路的放大倍数将随着信号频率的变化而变化。一般情况下,当频率升高或降低时,放大倍数都将减小,而在中间一段频率范围内,因各种电抗性元件的作用可以忽略,故放大倍数基本不变,如图 2-13 所示。

通常将放大倍数在高频和低频段分别下降至中频段放大倍数的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时所包括的频率范围,定义为放大电路的通频带,用符号 BW 表示。显然,通频带愈宽,表明放大电路对信号频率的变化具有更强的适应能力。

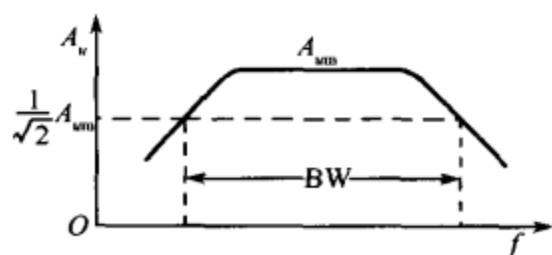


图 2-13 放大电路的通频带

二、共发射极放大电路的定性分析

1. 放大电路元件的作用

图 2-14 是一个最基本的共发射极放大电路,电路中有一个三极管作为放大器件,因此是单管放大电路,由图可见,输入回路与输出回路的公共端是三极管的发射极,所以该电路称为单管共发射极电路。

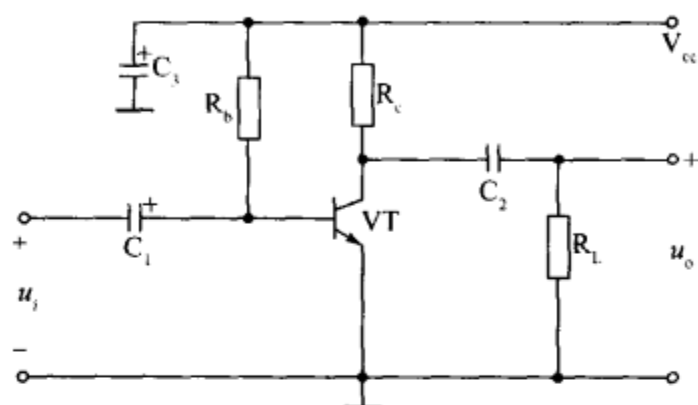


图 2-14 单管共发射极电路

下面简要分析该电路中几个元件的作用。

(1) 电阻 R_b

R_b 是三极管 VT 的基极偏置电阻,为 VT 提供合适的静态工作电流,以便使三极管 VT 工作在放大状态下。

(2) 电阻 R_c

R_c 是三极管 VT 的集电极负载电阻,其作用是为 VT 的集电极提供直流工作电压,将 VT 的集电极电流的变化转换为集电极电压的变化,然后传送到放大电路的输出端。

如果没有集电极负载电阻 R_c ,而将三极管 VT 的集电极与 V_{cc} 直接相连,那么,VT 管的集电极电压始终等于 V_{cc} ,三极管将失去放大作用,在接入集电极负载电阻 R_c 后,当集电极电流流过 R_c 时,在 R_c 上有电压降,设这一电压降为 U_R ,则 $U_R = I_C \times R_c$ 。当集电极电流变化时, U_R 也在变化,结果使 VT 集电极电压也发生变化。可见,通过集电极负载电阻 R_c ,将 VT 集电极电流的变化转换成 VT 集电极电压的变化。

(3) 电容 C_1 和 C_2

C_1 为输入耦合电容, C_2 为输出耦合电容,主要起耦合信号的作用,可以让交流信号通过,而不让直流信号通过。接入 C_1 后,VT 的基极直流电压大小不受输入端的直流电压影响,同时 VT 的基极直流电压也不影响输入端的直流电压。 C_2 的作用与 C_1 的作用类似。

(4) 电容 C_3

C_3 为电源滤波电容,对直流电压 V_{cc} 进行滤波, C_3 是一个有极性电解电容器,负极接地。

(5) 直流工作电压 V_{cc}

V_{cc} 用来为这一级放大器电路提供直流工作电压。

(6) 三极管 VT

VT 是一只 NPN 型三极管,它工作在放大区,接成共发射极放大器电路,对输入信号具有放大作用。

归纳总结:放大电路在放大电信号的过程中,电路中各部分的电压和电流都是由两部分组成的:第一部分是由直流电源 V_{BB} 和 V_{CC} 建立的直流量,如 I_B 、 I_C 、 I_E 等;第二部分是随输入信号电压而变化的交流量,交流量叠加在直流量之上,因此放大电路是交流量与直流量共存的电路。由于放大电路中电压和电流名称较多、符号不同,十分容易引起混淆,为便于读者阅读,表 2-2 给出了常见符号,以便区别。

表 2-2 电压和电流常见符号

名称	静态值	交流分量		总电压或总 电流瞬时值
		瞬时值	有效值	
基极电流	I_B	i_b	I_b	i_B
集电极电流	I_C	i_c	I_c	i_C
发射极电流	I_E	i_e	I_e	i_E
集—射极电压	U_{CE}	u_{ce}	U_{ce}	u_{CE}
基—射极电压	U_{BE}	u_{be}	U_{be}	u_{BE}

2. 直流通路与交流通路

放大电路中的电抗性元件对直流信号和交流信号呈现的阻抗是不同的,例如,电容对直流信号的容抗是无穷大,故不允许直流信号通过;但对交流信号而言,电容容抗的大小为 $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$,当电容值足够大、交流信号在电容上的压降可以忽略时,可视为短路。电感对直流信号的阻抗为零,相当于短路;而对交流信号而言,感抗的大小为 $X_L = 2\pi fL$,此外,对于理想电压源,如 V_{CC} 等,由于其电压恒定不变,即电压的变化量等于零,故在交流通路中相当于短路。而理想电流源,由于其电流恒定不变,即电流的变化量等于零,故在交流通路中相当于开路。

根据上述分析,可画出共发射极放大电路的直流通路和交流通路,如图 2-15(a)、(b) 所示。直流通路中,隔直电容 C_1 、 C_2 相当于开路。在交流通路中, C_1 、 C_2 相当于短路,此外,集电极直流电源 V_{CC} 也被短路。根据放大电路的直流通路和交流通路,可方便地对放大电路进行静态分析和动态分析。

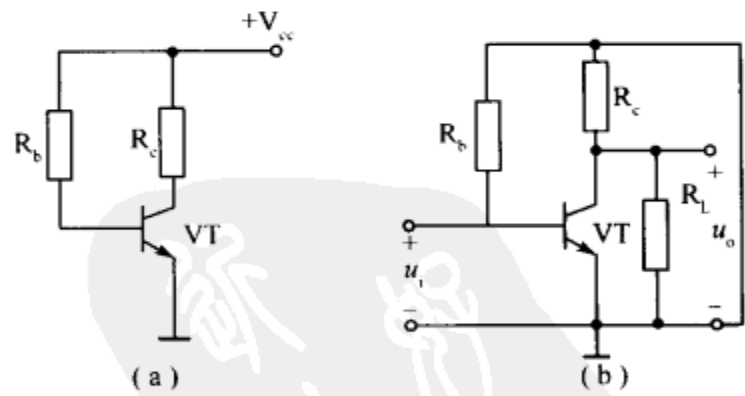


图 2-15 单管共发射极放大电路的直流通路和交流通路
(a)直流通路;(b)交流通路。

3. 直流电路分析

在图 2-14 所示的单管共射放大电路中,仅仅具备各个组成部分还不足以保证电路很好地起放大作用。为了使三极管工作在放大区,还必须使发射结正向偏置,集电结反向偏置,为此, V_{CC} 、 R_c 和 R_b 等元件的参数应与电路中三极管的输入、输出特性有适当的配合关系。分析直流电路时,可参考图 2-15(a)所示放大器的直流通路。

从直流通路图中可以看出,直流电压 V_{cc} 经电阻 R_c 加到三极管 VT 的集电极上,使集电极有了直流工作电压, V_{cc} 电压还经电阻 R_b 后加到三极管 VT 的基极上,为基极提供静态工作电压,只要适当选取电阻 R_c 、 R_b 和电压 V_{cc} 的大小,可使三极管 VT 集电结反偏、发射结正偏,从而具备放大信号的能力。

对于直流通路,还可以从电流入手进行分析。三极管 VT 的集电极电流 I_C 通过电阻 R_c 流入 VT 集电极,这一电流由 V_{cc} 提供,另外,基极电流 I_B 流过电阻 R_b 流入到 VT 的基极,这一电流也由 V_{cc} 提供,最后,从 VT 管发射极流出(发射极电流 I_E),通过地线流回到 V_{cc} 的负极端,发射极电流等于流入集电极和基极的电流之和,即 $I_E = I_C + I_B$ 。

上面述及的电压和电流均是直流电,由直流电压 V_{cc} 提供。当三极管有了这些直流电压和电流后,便可以对输入的交流信号 u_i 进行放大。上述直流电中只要有一个不正常,三极管 VT 便不能正常放大输入信号。由此可知,在三极管放大器电路中,三极管直流电路的正常工作是三极管正常放大输入信号的根本保证,没有直流电路的正常工作,也就没有交流电路的正常工作。

4. 交流电路分析

分析放大器交流电路时,可参考图 2-15(b)所示的交流通路图。下面从输入回路与输出回路两个方面对交流电路进行分析。

输入回路:电路中, u_i 为输入信号,输入信号经电容 C_1 加到 VT 的基极,其信号电流回路为, u_i 上端 $\rightarrow C_1 \rightarrow$ VT 基极 \rightarrow VT 发射极 \rightarrow 地 $\rightarrow u_i$ 下端,通过信号源的内部构成回路。

输出回路:输入的信号 u_i 由三极管 VT 放大后从集电极输出,经电容 C_2 耦合,加到放大器的负载电阻 R_L 上。输出信号的电流回路为, VT 集电极 $\rightarrow C_2 \rightarrow R_L \rightarrow$ 地 \rightarrow VT 发射极,通过 VT 的发射极和集电极构成回路。

该电路的放大过程可以这么理解,将输入信号 u_i 加到三极管 VT 基极后,将引起 VT 基极电流的变化,VT 对基极电流放大 β 倍后作为集电极电流输出,再通过集电极负载电阻 R_c 转换成 VT 的集电极信号电压。由于集电极电流远大于基极电流,同时集电极负载电阻比较大,这样 VT 集电极上的输出信号电压远大于基极上的输入信号电压,完成信号的放大。

三、共发射极放大电路的定量分析

1. 静态工作点的估算与调整

(1) 静态工作点的估算

放大电路没有信号输入时的工作状态,称为静态,这时电路的电流和电压都是直流,其值称为静态值。放大器的质量与静态值关系很大。

当外加输入信号为零时,在直流电源 V_{cc} 的作用下,三极管的基极回路和集电极回路均存在着直流电流和直流电压,这些直流电流和直流电压在三极管的输入、输出特性上各自对应一个点,称为静态工作点。静态工作点处的基极电流、基极与发射极之间的电压用 I_{BQ} 、 U_{BEQ} 表示,集电极电流、集电极与发射极之间的电压用 I_{CQ} 、 U_{CEQ} 表示。

根据图 2-15(a)所示的直流通路,可知单管共发射极放大电路的静态基极电流为

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b}$$

对于锗三极管 $U_{BEQ} = 0.2V \sim 0.3V$, 对于硅三极管, $U_{BEQ} = 0.6V \sim 0.8V$, 由于 V_{cc} 一般远大于 U_{BEQ} , 所以, $I_{BQ} \approx \frac{V_{cc}}{R_b}$, 由于集电极电流 $I_{CQ} \approx \beta I_{BQ}$, 集电极与发射电压之间的电压 U_{CEQ} 等于电源电压 V_{cc} 减去集电极电阻 R_c 两端的电压降, 即

$$U_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ} R_c$$

(2) 静态工作点的调整

当放大器电源电压 V_{cc} 和集电极负载电阻 R_c 确定后, 放大器静态工作点 (I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ}) 主要由电阻 R_b 值确定。因此, 放大器的直流工作状态 (或称静态工作点) 调整实质就是调整 R_b 阻值的大小。

静态工作点的测量和调整如图 2-16 所示, 用一个固定电阻 R_b' 与一个微调电阻器 R_p 串联, 然后接在三极管的基极回路中, 并将电流表串接在集电极回路中, 调整时一边改变可变电阻 R_p 的数值, 一边观察电流表的读数, 当电流表的读数与所要求的静态集电极电流相符合时 (该电流值在具体设备中通常由电路图纸提供), 固定调整用的微调电阻器 (不要再去转动微调电阻器), 拆下电流表、 R_b' 和 R_p , 测量 R_b' 与 R_p 串联后的总电阻值, 然后用一个阻值与它相等的固定电阻 R_b 代替, 将该固定电阻器焊接到基极回路中, 并连接好集电极电路, 这样, 调整偏置电阻的工作就完成了。

在图 2-16 中, 串一个固定电阻 R_b' 的目的, 是为了防止在调整时把可变电阻数值调得太小, 使偏置电流太大而损坏三极管。

上述是用电流法直接测量三极管集电极静态工作电流 I_c 。在实际工作中, 也常采用电压法进行三极管静态工作点的测量, 其测量方法如图 2-17 所示。测量时, 将万用表选择适当的电压挡, 然后测量 U_{CE} 是否符合要求, 如果所测的 U_{CE} 值太大, 即趋于电源电压, 说明静态工作电流 I_c 太小, 需调小偏置电阻 R_p ; 反之, U_{CE} 太小, 接近于 0, 说明三极管集电极电流太大, 需将微调电阻 R_p 调大。当然也可以测量 R_c 电阻两端的电压, 通过欧姆定律即可求出流过 R_c 的集电极电流, 但对于阻值较小或阻值不明的 R_c (如集电极负载为电感性元件) 还需用电流法来测量。

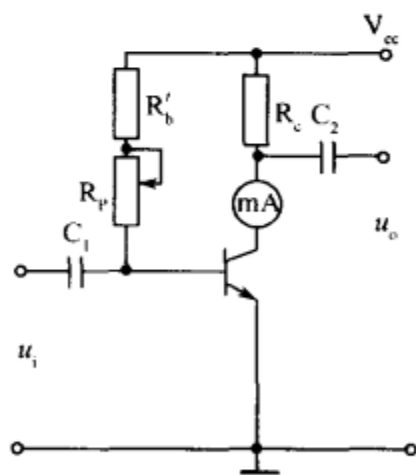


图 2-16 电流法调整放大器的静态工作点

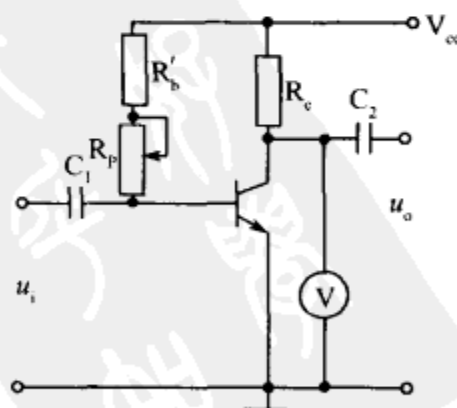


图 2-17 电压法调整三极管静态工作点

例 2-1 在如图 2-14 所示的单管共发射极电路中, $V_{cc} = 12V$, $R_c = 4k\Omega$, $R_b = 280k\Omega$, VT 管的 $\beta = 37.5$, 试估算静态工作点。

解: 设三极管 VT 的 $U_{BEQ}=0.7\text{V}$, 则 VT 的基极静态电流为

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{280} \approx 0.04\text{mA} = 40\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ} = 37.5 \times 0.04 = 1.5\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ}R_c = 12 - 1.5 \times 4 = 6\text{V}$$

2. 图解法

利用三极管的输出特性曲线, 通过作图的方法也可以更为直观地分析放大电路的直流工作状态, 称之为图解法。图解法既可以分析放大器的静态, 也可以分析放大器的动态, 另外, 对于放大电路的非线性失真也可以用图解法方便地进行分析。

1) 静态分析

三极管是一种非线性元件, 其集电极电流 I_C 与集-射极电压 U_{CE} 之间不是直线关系, 它的伏安特性曲线即为输出特性曲线, 图 2-18 为三极管输出特性曲线簇, 从该曲线簇中可以找出一条对应于 I_{BQ} 的曲线, 这时, I_C 与 U_{CE} 之间的变化关系也就确定了, 换句话说, I_{BQ} 确定后, I_C 与 U_{CE} 之间任何可能的变化, 总会遵循这条曲线, 这是由三极管的内部特性所决定的, 与放大电路的参数无关。

为了用图解法确定静态工作点, 我们再来研究放大电路的输出回路, 根据图 2-15(a) 所示的直流通路可知, 三极管与集电极负载电阻 R_c 串联后接于电源 V_{cc} , 因此

$$U_{CE} = V_{cc} - I_C R_c$$

这是一个直线方程, 为了画出这个方程, 可以先找出直线上的两个特殊点:

当 $I_C=0$ 时, $U_{CE}=V_{cc}$, 此点即为直线与横坐标的交点; 当 $U_{CE}=0$ 时, $I_C = \frac{V_{cc}}{R_c}$, 此点为直线与纵坐标的交点。连接以上两点即可画出这一直线, 因为这条直线是由直流通路得出的, 且与集电极负载电阻 R_c 有关, 因此称为直流负载线, 如图 2-19 所示。

在 I_{BQ} 确定后, 静态工作点应该在 I_{BQ} 那条输出特性曲线上; 同时, 静态工作点又应该在直流负载线上。同一放大电路的静态工作点只能有一个, 所以必须同时满足两个要求, 也就是说, 静态工作点既要在输出特性曲线上, 又要在直流负载线上。为此, 我们把直流负载线与输出特性曲线画在同一坐标平面上, 如图 2-20 所示, 则直流负载线与对应于 I_{BQ} 的一条输出特性曲线的交点 Q, 就是放大电路的静态工作点, 由 Q 点的坐标可以直观地获得 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 。

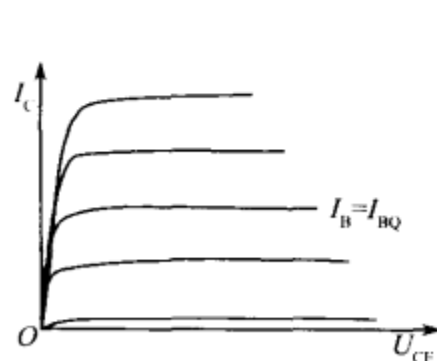


图 2-18 输出特性曲线簇

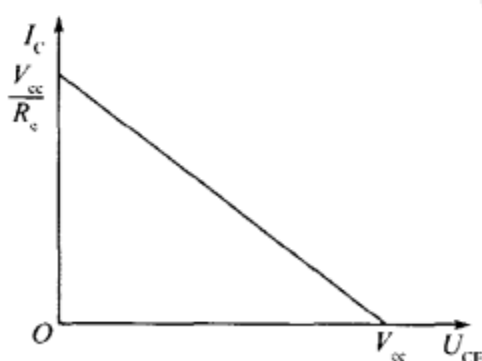


图 2-19 直流负载线

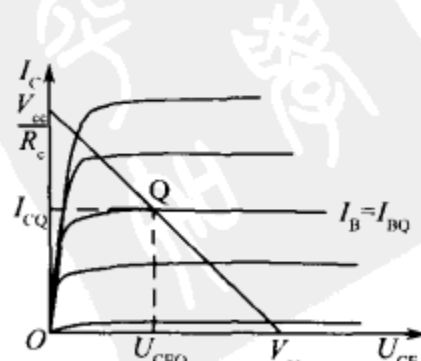


图 2-20 静态工作点的确定

图解法求 Q 点的步骤如下:

①由基极回路求出 I_{BQ} 。

②通过直流负载方程画出直流负载线。

③找出 $I_B = I_{BQ}$ 这一条输出特性曲线与直流负载线的交点就是 Q 点。

例 2-2 如图 2-21(a) 所示的单管共发射极电路中, 设硅三极管 $U_{BEQ} = 0.7V$, 各元件参数如图(a)所示, 三极管输出特性曲线如图(b)所示, 试用图解法求静态工作点 Q。

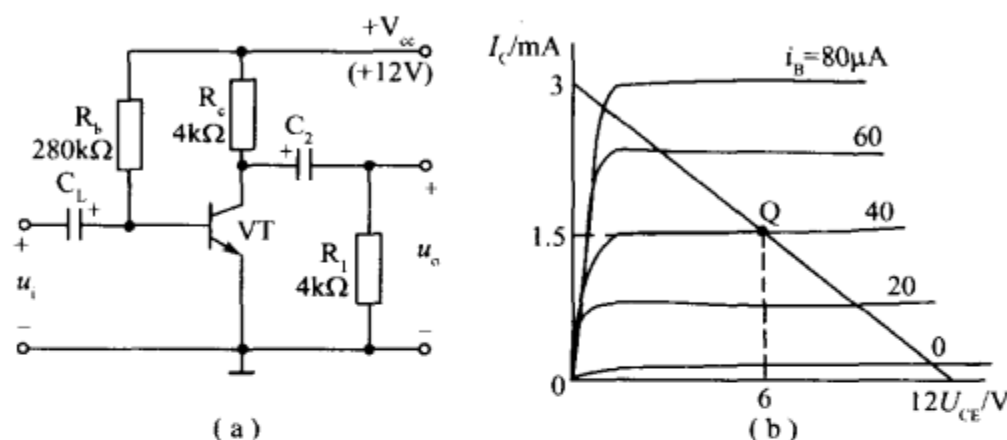


图 2-21 电路图和输出特性曲线

(a) 电路图; (b) 三极管输出特性曲线。

解: ①通过基极输入回路求 I_{BQ} , 即

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{280} \approx 0.04mA = 40\mu A$$

②画直流负载线。因直流负载方程为 $U_{CE} = V_{cc} - I_C R_c$, $I_C = 0$ 时, $U_{CE} = V_{cc} = 12V$; $U_{CE} = 0$ 时, $I_C = V_{cc}/R_c = 3mA$, 连接这两点, 即得直流负载线, 如图(b)所示。

③找出 Q 点。直流负载线与输出特性曲线中 $I_{BQ} = 40\mu A$ 曲线的交点即为静态工作点 Q, 如图(b)所示。因此, 静态工作点的值为: $I_{BQ} = 40\mu A$, $I_{CQ} = 1.5mA$, $U_{CEQ} = 6V$ 。

2) 输出端开路时动态分析

放大电路设置好静态工作点后, 输入交流信号, 电路即进入动态, 放大电路中, 设输入电压 u_i 为峰-峰值 40mV 的正弦波电压, 电路中 V_{cc} 、 R_c 、 R_b 的数据如图 2-21 所示。下面讨论输出端开路(不接 R_L)时的情况。

①首先根据给定的电路参数, 确定晶体管的静态工作点, 根据前面计算, 静态值为: $I_{BQ} = 40\mu A$, $I_{CQ} = 1.5mA$, $U_{CEQ} = 6V$ 。

②当输入峰-峰值 40mV 的正弦信号电压时, 在输入特性曲线上, 以静态基极电压 U_{BEQ} 为起点, 将正弦信号叠加在 U_{BEQ} 上。使 U_{BE} 由 0.68V 变到 0.72V, 又回到 0.68V, 相应的基极电流由 $20\mu A$ 变到 $60\mu A$, 再回到 $20\mu A$, 振幅为 $40\mu A$ 。于是就画了基极信号电流的波形, 如图 2-22 所示。

重点提示: 在输入电路中, 当输入正弦信号电压 u_i 时, 则产生基极电流 i_b , 此时, 三极管 VT 的基极电流有两个电流合成, 一个是直流电流 I_B , 另一个是交流电流 i_b 。静态基极直流电流 I_B 、输入信号交流电流 i_b 及合成电流 i_B 如图 2-23 所示。

③根据输入信号电压 u_i 和信号电流 i_b 的波形, 分别画出 i_c 和 u_{ce} 的波形。

在输出特性曲线上, 以静态工作点 Q 为中心, 找出与 i_b 变化数值相对应的几条曲线,

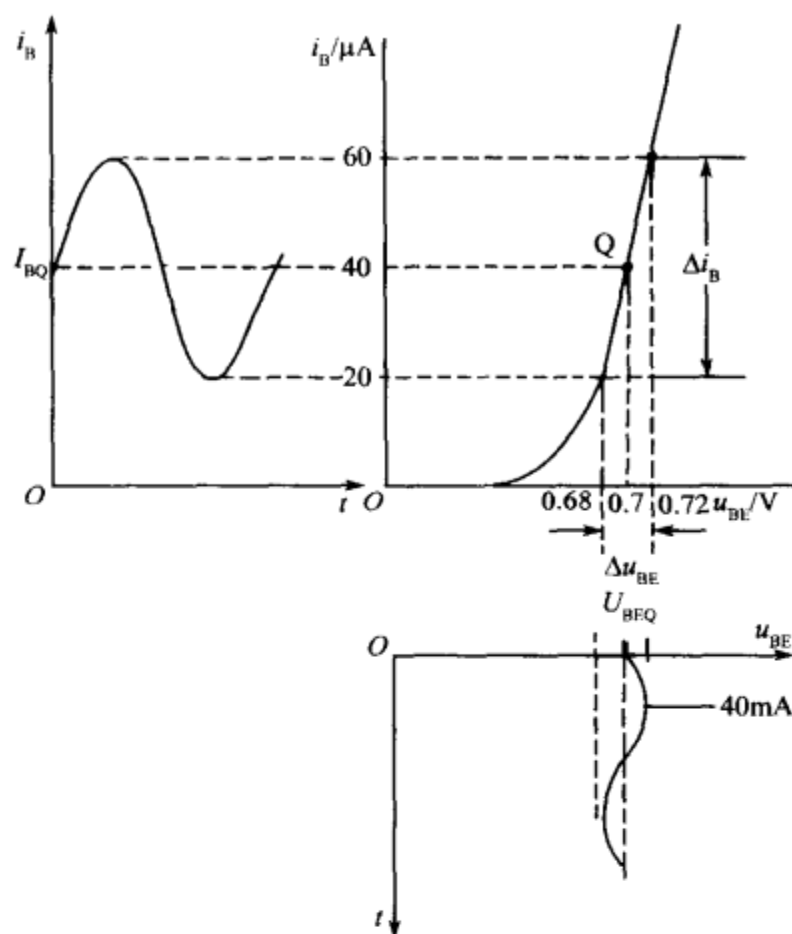


图 2-22 基极信号电流波形的形成

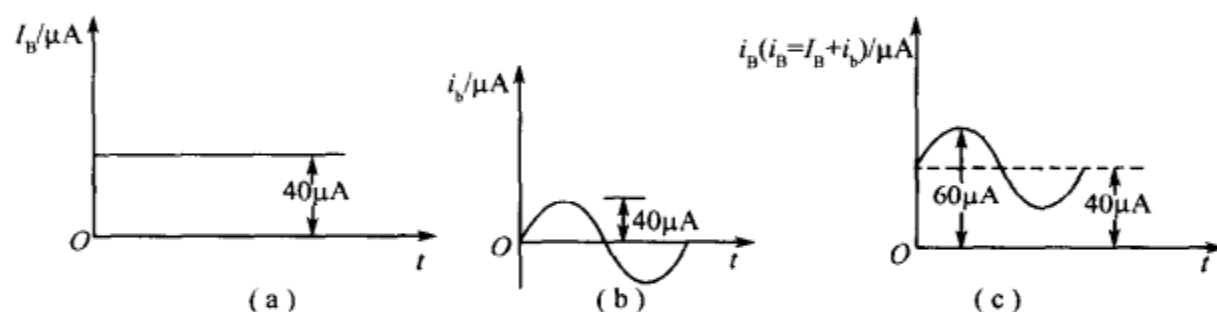


图 2-23 有信号输入时三极管的基极电流的合成

(a)静态基极电流；(b)输入信号电流；(c)三极管基极电流。

如图 2-24 所示。图中的 i_B 为 $20\mu A$ 、 $40\mu A$ 和 $60\mu A$ 三条曲线，找出每条曲线与负载线的交点 Q_2 、 Q 、 Q_1 ，可以看到，工作点是沿负载线围绕静态工作点 Q 上下移动。 Q_1 点与 i_B 的最大值 $60\mu A$ 相对应； Q_2 点与 i_B 的最小值 $20\mu A$ 相对应。除静态工作点 Q 以外的点，均称为瞬时工作点，每一瞬间的 i_c 和 u_{ce} 都可以从曲线上确定。由于 i_B 是正弦波，所以 i_c 和 u_{ce} 也是正弦波，这样，只要以静态工作点 Q 为起点，再以 Q_1 、 Q_2 点的坐标对应着 i_c 和 u_{ce} 的峰值，即可画出整个正弦波形。

从图画出的 u_{ce} 波形，可以量得 $6V$ ，已给出输入信号 u_i 为 $40mV$ ，由此可求得该放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{6}{0.04} = 150$$

重点提示：集电极电流也可以看成是两个电流的合成：一个是直流电流 I_C ，一个是被放大后的交流电流 i_c 。静态集电极电流 I_C 、输出信号电流 i_c 及合成电流 i_C 如图 2-25 所示。

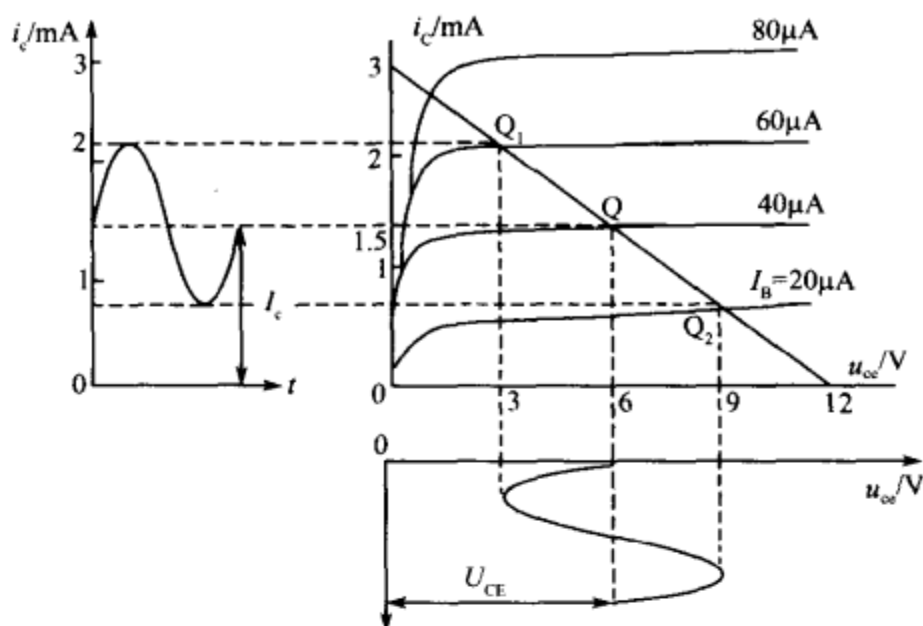


图 2-24 集电极电流和电压波形

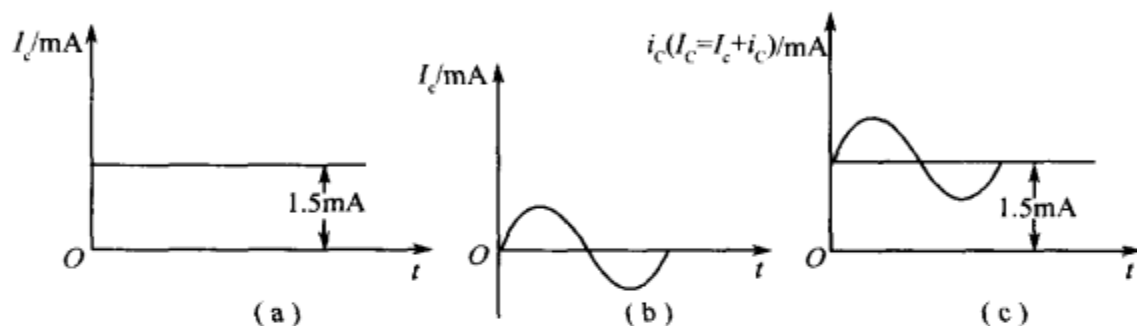


图 2-25 有信号输入时三极管集电极电流

(a)静态集电极电流；(b)放大 β 倍的输入信号电流；(c)三极管集电极输出电流。

从以上两图可知,在输入电路中输入一个信号电流 i_b ,在输出电路中就有了一个被放大后的信号 i_c ,这就是放大器的电流放大作用。

三极管不仅具有电流放大作用,而且还具有电压放大作用,其电压放大是利用集电极负载电阻 R_c 压降作用,将集电极电流的变化转换为电压的变化,然后输出。值得注意的是,当输入电压上升时,基极与发射极间的电压上升,基极电流 i_B 增加,引起集电极电流 i_C 增加,集电极电阻 R_c 两端的电压 $R_c i_C$ 也随着增大。因为 $u_{CE} = V_{CC} - R_c i_C$, V_{CC} 是不变的,所以 R_c 两端电压增大时, u_{CE} 就相应减小。因此,随着输入电压加大,三极管的 u_{CE} 电压反而减少,反之亦然,这说明共发射极放大器一方面将输入的信号加以放大;另一方面还将输入信号进行倒相,使输入与输出信号电压在相位上相差 180° ,如图 2-26 所示。

由于共发射极放大电路基极信号电压与集电极信号电压相位相反(互差 180°),因而,在本书后面的交流信号电路分析中,若基极信号极性标为正(+),则集电极信号极性标为负(-);若基极信号极性标为负(-),则集电极信号极性标为正(+).

3) 输出端接有负载时动态分析

为了便于分析,上面讨论的是输出端开路的情况。实际上放大电路的输出端都接有负载,如扬声器、继电器、电动机、测量仪表等,或者接有下一级放大电路。这些负载,一般都可可用一个等效电阻 R_L 来代表,如图 2-27 所示,其交流通路如图(b)所示。

从图中可以看出, R_L 和 R_c 并联,并联等效负载电阻为

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$

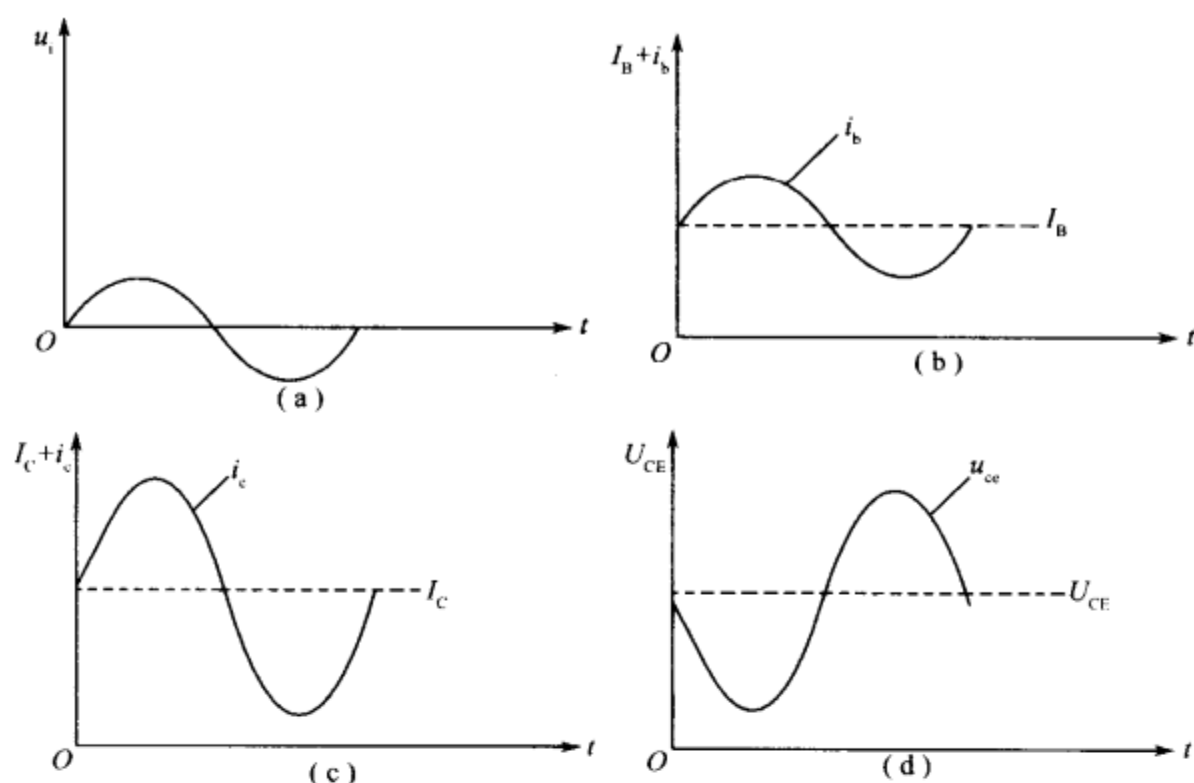


图 2-26 共发射极放大器输入与输出端电压电流波形

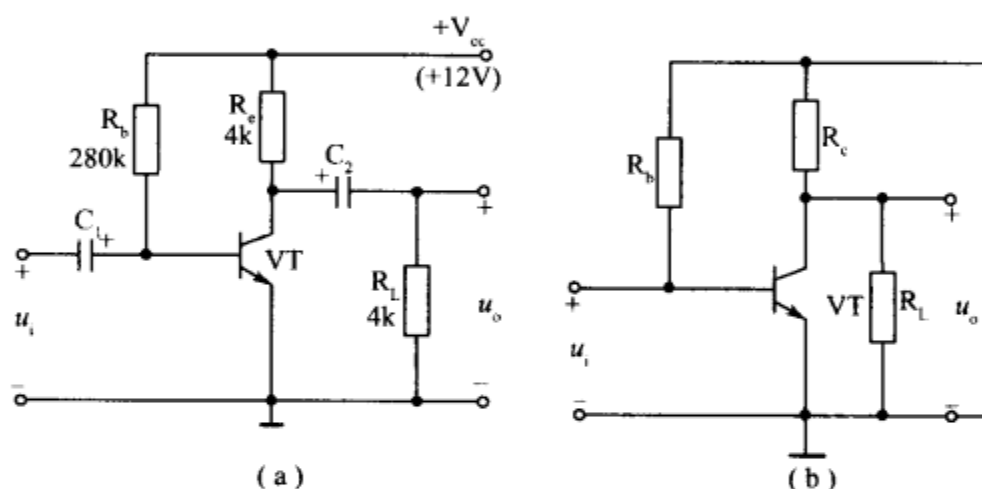


图 2-27 输出端接时负载时的电路及其交流通路

(a) 电路图; (b) 交流通路。

可见,放大电路接有负载时,其集电极负载电阻不是 R_c ,而是 R'_L ,由于电容 C_2 的隔离作用,接入 R_L 对放大电路的静态(直流工作状态)并无影响,但对交流,则应以 R'_L 代替 R_c ,并作出与 R'_L 阻值相应的负载线。

直流负载线反映静态时电压和电流的变化关系,由放大电路的直流通路作出;动态时的负载线称为交流负载线,它反映动态时电压和电流的变化关系,由交流通路作出。下面通过例题来具体说明交流负载线的作法。

例 2-3 作出图 2-27 所示放大电路的交流负载线,并求电压放大倍数。设输入电压 u_i 为峰-峰值为 40mV 的正弦电压,三极管的特性曲线与静态工作点与图 2-24 相同。

解: 根据图 2-27(b)所示的交流通路可得

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} = \frac{4 \times 4}{4 + 4} = 2\text{k}\Omega$$

$$u_{ce} = -i_c R'_L = -2i_c$$

由此可得

$$\begin{cases} i_c = 0, u_{ce} = 0 \\ i_c = 1.5\text{mA}, u_{ce} = -3\text{V} \end{cases}$$

据此可求出相应两点

$$\begin{cases} i_c = I_C + i_c = 1.5 + 0 = 1.5\text{mA} \\ u_{CE} = U_{CE} + u_{ce} = 6 + 0 = 6\text{V} \\ i_c = I_C + i_c = 1.5 + 1.5 = 3\text{mA} \\ u_{CE} = U_{CE} + u_{ce} = 6 - 3 = 3\text{V} \end{cases}$$

第一点即为静态工作点 Q, 第二点为 A, 连接 Q、A 两点, 即得交流负载线。交流负载线和直流负载线如图 2-28 所示。

当输入电压峰-峰值为 40mV 时, i_B 的工作范围为 $20\mu\text{A} \sim 60\mu\text{A}$, 对应于 Q'_1 与 Q'_2 的 u_{CE} 分别为 4.5V 和 7.5V, 即输出电压的峰-峰值为 $7.5 - 4.5 = 3\text{V}$ 。电压放大倍数为

$$A_u = \frac{3}{0.04} = 75$$

从例 2-3 可得出以下几点结论:

- ①交流负载线通过 Q 点, 且比直流负载线要陡些。
- ②输出端开路时的交流负载线与直流负载线重合。
- ③在相同的输入电压作用下, 接有负载电阻 R_L 时, 输出电压的幅度将减小, 即电压放大倍数要降低, R_L 的值越小, 交流负载线越陡, 电压放大倍数下降的也越多。

4) 非线性失真分析

在使用放大电路时, 一般要求输出信号尽可能的大, 但是它要受到三极管非线性的限制。有时输入信号过大或者工作点选择不恰当, 输出电压波形就会产生失真。这种失真这是由于三极管的非线性引起的, 所以它被称为非线性失真。

(1) 截止失真

当放大电路未加静态偏置时, 如图 2-29 所示。此时, 基极静态工作电流 $I_{BQ} = 0$, 当加入正弦波输入电压 u_i 时, u_i 的正半周将使 $u_{be} > 0$, 发射结处于正向电压作用之下, u_i 负半周将 u_{be} 发射结处于反向电压作用之下。根据输入特性曲线, 硅管的 $u_{be} > 0.5\text{V}$ 时三极管才能导通, 产生基极电流。若输入信号电压的正半周小于 0.5V, 三极管依然处于截止状态, 显然, 虽然 u_i 是正弦波, 但 i_b 已经远不是正弦波了, 产生了严重的失真。由于 i_b 的失真, i_c 和 u_{ce} 也必然会产生严重失真, 这在线性放大电路中是不允许的。这种失真这是由于三极管的发射结在输入信号的一个周期内有一段时间是处于截止状态的, 所以称为截止失真。在小信号放大电路中, 输入电压 u_i 一般为毫伏数量级或更小, 若不设置静态工作点, 即使 u_i 整个正半周期间, 晶体管也都是截止的, 根本就没有放大作用。

为了避免产生截止失真, 就必须建立一个正常静态的直流电压 U_{BEQ} , 使得交流信号输入后, 发射结电压始终大于 0.5V (硅管), 即保证发射结始终处于导通状态。实质上, 就是要有一个静态基极电流 I_{BQ} , 使信号电流 i_b 输入后, 总的基极电流 i_B 始终大于 0, 如图 2-30 所示。

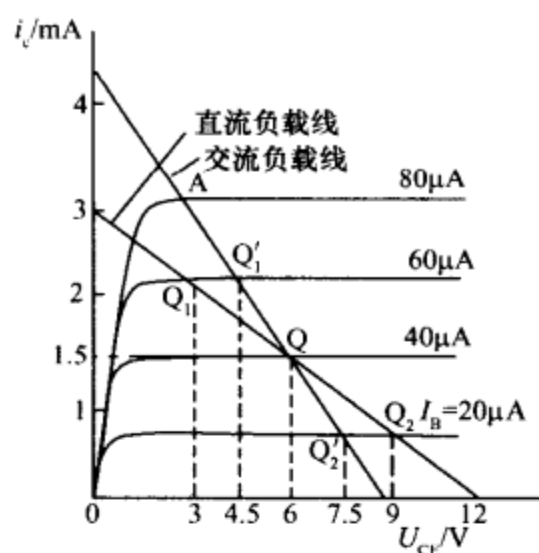


图 2-28 交流负载线和直流负载线

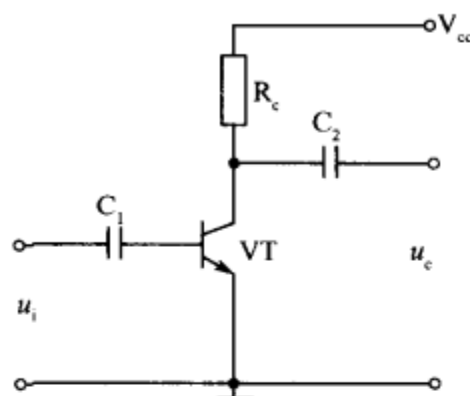


图 2-29 无偏置放大电路

由图可见,不截止条件为 $I_{BQ} > I_{BM}$, 式中, I_{BM} 是信号电流 i_b 的峰值。

如果静态工作点设置不当,即 $I_{BQ} < I_{BM}$,基极电流波形就会出现一段截止失真,利用图 2-31 所示的图解分析法可以清楚地看到,静态工作点 Q 偏低, i_b 波形出现截止失真时,输出电压 u_{ce} 的波形也相应产生了截止失真。

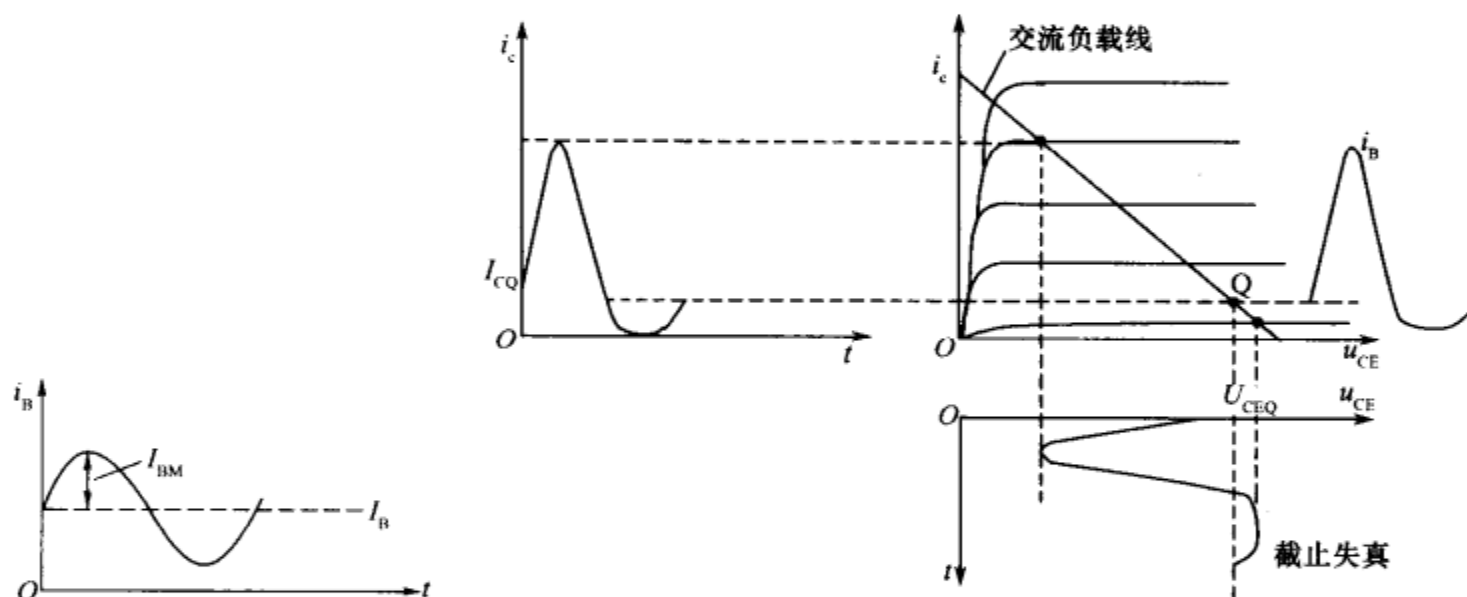


图 2-30 基极电流波形

图 2-31 图解法分析截止失真

(2) 饱和失真

从分析不产生截止失真的条件来看,希望静态基极电流 I_{BQ} 较大,使静态工作点 Q 稍高些,那么,是不是 I_{BQ} 越大越好呢? 回答是否定的。下面简要进行分析。

当 I_{BQ} 增大时, I_{CQ} 也随之增大,三极管集-发极管压降 U_{CEQ} 相应减小(因为 $U_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ}R_c$),当 I_{BQ} 不断增加时,静态工作点则逐渐上移, U_{CEQ} 不断减小,从理论上讲,当 I_C 增大到使 $I_C R_c = V_{cc}$ 时,迫使 $U_{CEQ} = 0$,集电结已丧失了收集电子的能力,集电极电流 I_C 不再随 I_B 的增加而增大,达到了饱和。饱和状态下的集电极电流用 I_{CS} 表示,其值为

$$I_{CS} = \frac{V_{cc}}{R_c}$$

相应地,使 I_C 增大到临近 I_{CS} 值时的基极电流称为临界饱和基极电流 I_{BS} , 其值为

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta}$$

事实上,当 I_C 增大到迫使 $U_{CEQ} < 0.5V$ 时,三极管就已经进入饱和状态,此时用 U_{CES} 表示,称为三极管的饱和压降。

在设置静态工作点时,假定取 $I_{BQ} = I_{BS}$,如图 2-32(a)所示,当交流信号输入后,它的正半周产生的基极电流为 $(I_{BQ} + i_b) > I_{BS}$,超过了临界饱和点,集电极电流将稳定在 I_{CS} 值不变,只有在信号的负半周,总的基极电流为 $(I_{BQ} - i_b) < I_{BS}$, i_c 才随 i_b 做相应的变化,如图 2-32(b)所示。与此对应的 u_{ce} 波形如图 2-32(c)所示。显然,输出电压 u_{ce} 出现了严重的失真,这是由于三极管有一段时间工作在饱和状态所引起的,称为饱和失真。

在大多数情况下,产生饱和失真是由于静态工作点选得不合适造成的,我们仍然采用图解分析法,如图 2-33 所示。

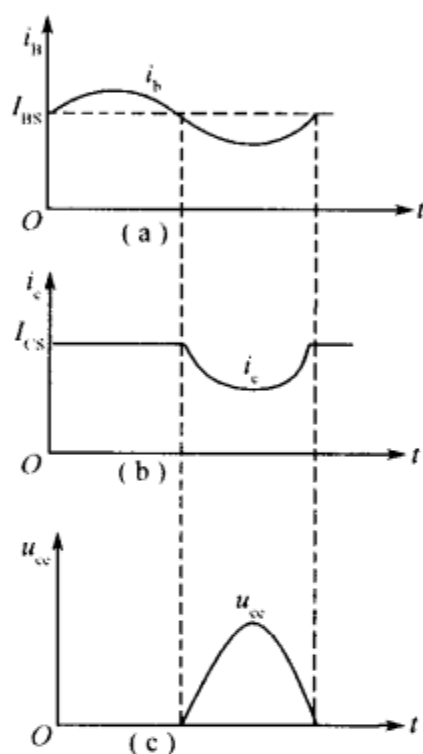


图 2-32 工作点设置在临界饱和点时的波形

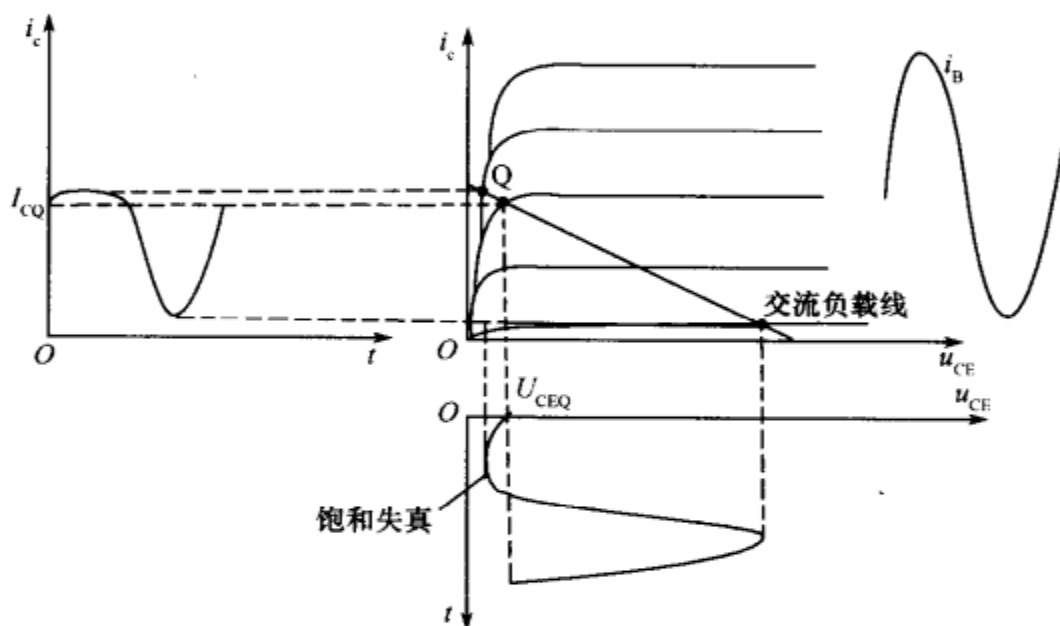


图 2-33 图解法分析饱和失真

虽然 Q 点低于饱和点,即 $I_{BQ} < I_{BS}$,但在交流信号的正半周期间内,出现了 $(I_{BQ} + i_b) > I_{BS}$ 的情况,使集电极电流 i_c 的正半周顶部被削平,与此同时, u_{ce} 的负半周顶部也被削平,产生了饱和失真。

必须指出,产生饱和失真的原因不能简单地看成是集电极电流 I_C 太大,由直流负载线方程 $U_{CE} = V_{cc} - I_C R_c$ 可以看出,集电极电源电压 V_{cc} 和集电极电阻 R_c 的选择,都会影响 U_{CE} 的大小。所以,在设计和调试电路时,若集电极信号电流 I_C 较大,可以适当增大 V_{cc} 或减小 R_c ,使静态工作点 Q 离饱和点远一点。

5) 电路参数变化对静态工作点的影响

由上可知,放大电路的静态工作点的位置十分重要,如果设置不当,则输出波形可能产生严重的非线性失真。下面分析 Q 点的位置与电路参数的关系。仍然可以利用图解法进行分析,当放大电路的各种参数如 V_{cc} 、 R_b 、 R_c 、 β 等改变时,Q 点的位置如何变化。

当电路中其他参数保持不变,增大基极电阻 R_b 时, I_{BQ} 将减小,使 Q 点沿直流负载线

下移,靠近截止区,见图 2-34(a)中的 Q_2 点,则输出波形容易产生截止失真;反之,如果减小 R_b ,则 I_{BQ} 增大, Q 点上移,靠近饱和区,此时输出波形易于产生饱和失真。

当电路中其他参数不变,升高集电极直流电源 V_{cc} 时,直流负载线将平行右移, Q 点移向右上方,见图 2-34(b)中的 Q_2 点,则放大电路的动态工作范围增大,但同时三极管的静态功耗也增大。

当其他参数保持不变,增大集电极电阻 R_c 时,直流负载线与纵轴的交点下降,但直流负载线与横轴的交点(V_{cc})不变,因此直流负载线比原来平坦,而 I_{BQ} 不变,故 Q 点移近饱和区,见图 2-34(c)中的 Q_2 点。

当其他参数不变,增大三极管的电流放大系数 β 时,例如,由于更换三极管或温度升高等原因而引起 β 增大,假设此时三极管的特性曲线如图 2-34(d)中的虚线所示。如果 I_{BQ} 不变,但由于同一 I_{BQ} 值所对应的输出特性曲线上移,使 I_{CQ} 增大、 U_{CEQ} 减小,则 Q 点移近饱和区,如图 2-34(d)中 Q_2 所示。

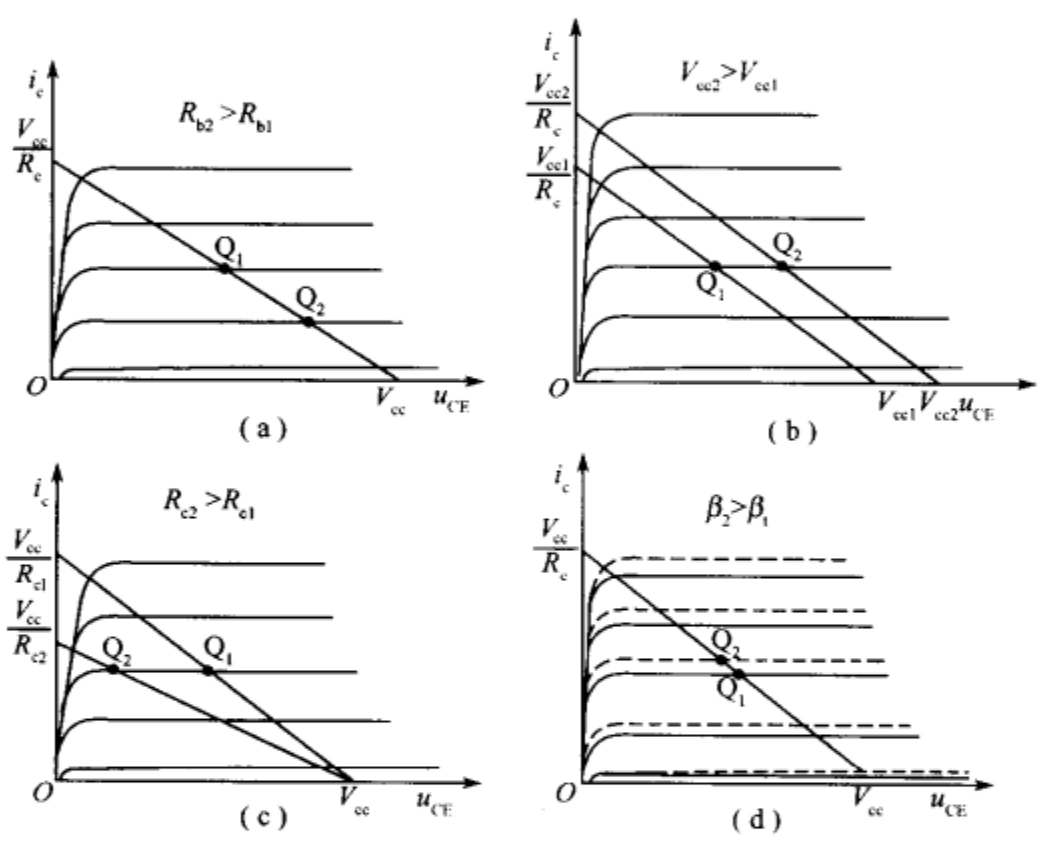


图 2-34 电路参数对 Q 点位置的影响
(a) R_b 改变; (b) V_{cc} 改变; (c) R_c 改变; (d) β 改变。

以上分析表明,图解法不仅能够形象地显示静态工作点的位置与非线性失真的关系,而且可以直观地表示出电路各种参数对静态工作点的影响。在实际工作中调试放大电路时,这种分析方法对于检查被测电路的静态工作点是否合适,以及如何调整电路参数等,都将有很大帮助。

3. 微变等效法

采用图解法分析放大电路,可以直观和全面地了解它的工作情况,能在特性曲线上正确选择合适的静态工作点,并能大致确定动态工作范围。但是采用图解法毕竟麻烦,并且在分析某些放大电路,如分析多级放大电路和带有反馈的放大电路以及计算放大电路的输入电阻和输出电阻等,就有困难。因此,要采用微变等效电路法来分析计算。放大电路的微变等效电路,就是把非线性元件三极管所组成的放大电路等效为一个线性电路,也就

是把三极管线性化,等效为一个线性电路。这样,就可以像处理线性电路那样来处理三极管放大电路。线性化的条件,就是三极管在小信号情况下工作。这才能在静态工作点附近的小范围内用直线段近似地代替三极管的特性曲线。

背景知识:线性元件和非线性元件

电子线路中,包含着线性元件和非线性元件。我们熟悉的电阻、电感和电容等就是典型的线性元件,通常,可以把电阻的阻值看成不变的常数。在电阻两端外加一个电压 V ,电阻中将流过电流 I ,则电流的大小与电压成正比。把电压与电流之间的变量关系在直角坐标系上绘成函数曲线,将是一条通过原点的直线,我们把这种伏安特性呈直线的元件称为线性元件。

对于二极管,外加正向电压 V 时,将产生正向电流 I ,电流 I 的大小不是与电压 V 成正比地变化,也就是说二极管的伏安特性不是一条直线,这就意味着二极管的电阻不是一个常数,而是随其工作电流的变化而改变的。所以二极管是一种典型的非线性元件。与此类似,三极管的输入特性也不是一条直线,所以三极管输入回路的电阻也是典型的非线性电阻。

(1)三极管的微变等效电路

首先来研究共射极接法时三极管的输入特性。从图 2-35(a)中可见,在输入特性 Q 点附近,特性曲线基本上是一段直线,即可认为 Δi_B 与 Δu_{BE} 成正比,因而可以用一个等效电阻 r_{be} 来代表输入电压和输入电流之间的关系,即三极管的输入电阻为

$$r_{be} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B}$$

r_{be} 是非线性电阻,它的大小随静态工作点 Q 的变化而改变。但是,若静态工作点已经选定,输入交流信号的幅度很小(如微伏或毫伏数量级),则信号变化只引起瞬时工作点在 Q 点附近很小的范围内移动,这段反映信号变化轨迹的线段很小,可以近似地把它看成直线,于是 r_{be} 值也可以近似看成是一个线性电阻,在电路计算时把它作为一个定值,使三极管的输入回路由非线性电路转化成线性电路。

在放大电路的分析与计算时,必须知道 r_{be} 的大小。在低频小信号的条件下,三极管的输入电阻 r_{be} 可由下式近似算出,即

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} (\Omega)$$

式中: I_{EQ} 为三极管静态时的发射极电流,单位为 mA,一般取 $I_{EQ} \approx I_{CQ}$ 。

r_{be} 一般为几百欧到几千欧,它是对交流而言的一个动态电阻,在手册中一般用 h_{ie} 代表。

需要再次强调,把三极管的输入回路等效为由线性电阻 r_{be} 构成的线性电路,必须是在选定了合适的静态工作点 Q 后,在低频小信号条件下才有实际意义。

图 2-35(b)是三极管的输出特性曲线组,在线性工作区是一组近似与横轴平行的直线。当 U_{CE} 为常数时, Δi_C 与 Δi_B 之比即为晶体管的电流放大系数 β ,即

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$

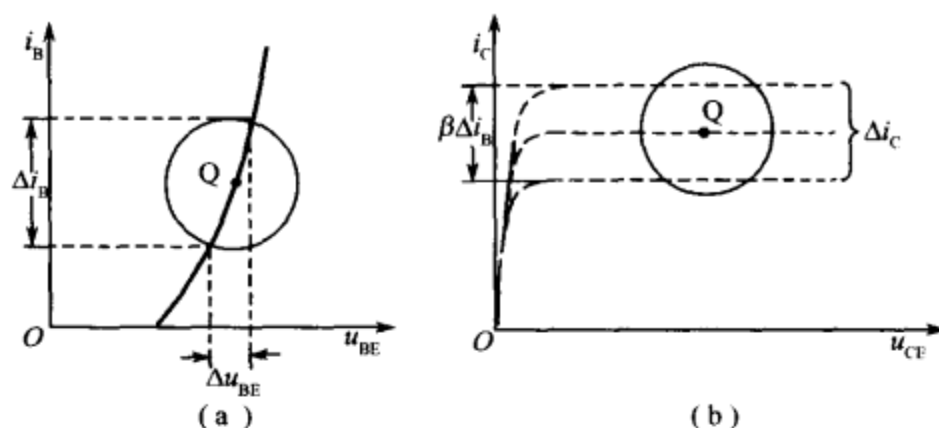


图 2-35 三极管特性曲线的局部线性化

在小信号的条件下, β 是一常数, 由它确定 i_c 受 i_b 控制的关系。因此, 三极管的输出电路用一等效恒流源 $i_c = \beta i_b$ 代替, 以表示晶体管的电流控制作用。当 $i_b = 0$ 时, βi_b 不存在, 所以它不是一个独立电源, 而是受输入电流 i_b 控制的受控电源。 β 值一般在 $10 \sim 200$ 之间, 在手册中常用 h_{fe} 代表。

此外, 在图 2-35(b) 中还可见到, 三极管的输出特性曲线不完全与横轴平行, 当 I_B 为常数时, ΔU_{CE} 与 ΔI_C 之比称为晶体管的输出电阻 r_{ce} 。在小信号的条件下, r_{ce} 也是一个常数。如把三极管的输出电路看作电流源, r_{ce} 也就是电源的内阻, 故在等效电路中与恒流源 βi_b 并联。由于 r_{ce} 的阻值很高, 为几十千欧到几百千欧, 所以在微变等效电路中都把它忽略不计。

图 2-36(b) 就是我们得出的三极管微变等效电路, 由此可得出放大电路的微变等效电路。利用等效电路对放大电路进行动态分析和计算非常简便。

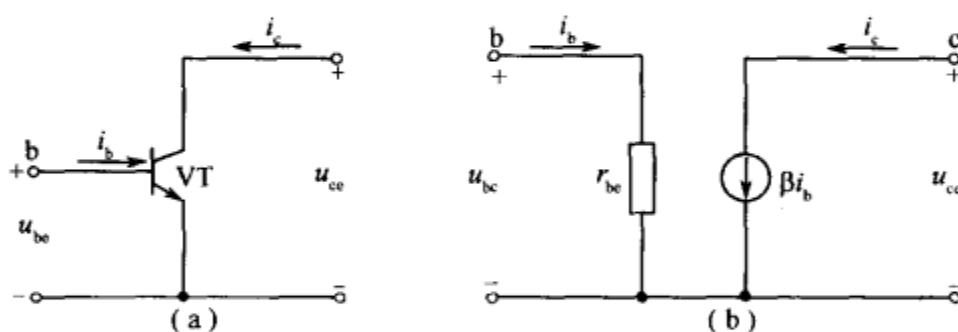


图 2-36 三极管微变等效电路

(2) 微变等效电路的应用

利用三极管微变等效电路可以对放大电路进行动态分析, 也就是在选定了合适的静态工作点后, 利用等效电路计算电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。在图 2-37 所示的单管共发射极放大电路中, 三极管用它的微变等效电路替换后, 就成为一个完全由线性元件组成的电路。必须说明, 图 2-37 中所示的放大电路的等效电路是交流信号的通路, 它与静态工作电压和电流无关。在交流等效电路中, 直流电源 V_{cc} 可以看作对交流信号短路, 所以用短路线代替, 耦合电容器 C_1 、 C_2 对交流信号阻抗很小, 也可看作对交流信号短路, 于是 R_b 和 R_c 接电源 V_{cc} 的一端对交流信号而言应接在“地”端。

从图 2-37 可见, 基极信号电流为

$$i_b = \frac{u_{be}}{r_{be}} = \frac{u_i}{r_{be}}$$

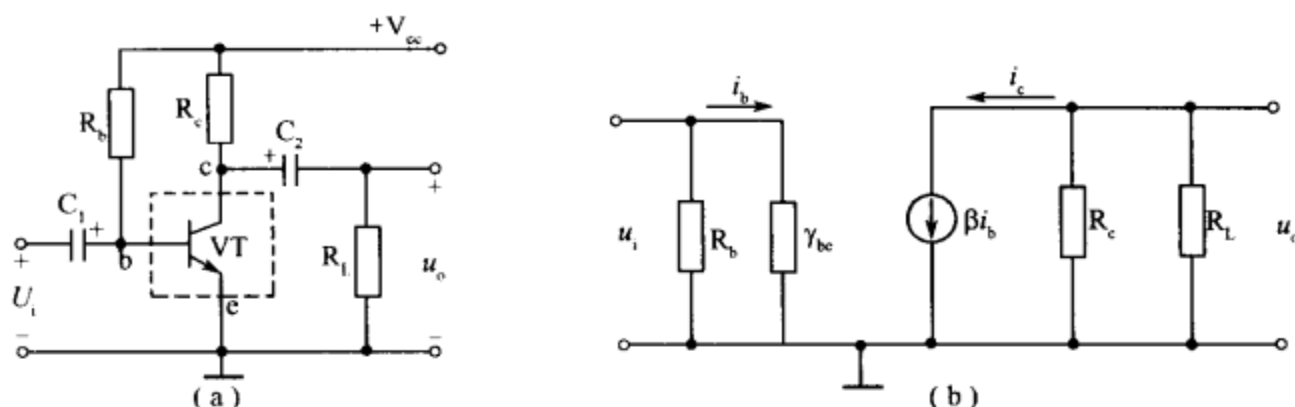


图 2-37 单管共发射极放大电路的微变等效电路

(a)电路图；(b)等效电路。

注入基极的信号电流 i_b 在三极管的集电极引起集电极信号电流 i_c ，即

$$i_c = \beta i_b$$

放大电路外接负载电阻 R_L 与集电极负载电阻 R_c 是并联关系，总负载电阻 R'_L 为

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$

集电极电流 i_c 流过总负载电阻 R'_L 时产生的电压降就是放大电路的输出信号电压 u_o ，即

$$u_o = -i_c R'_L$$

式中：负号“ $-$ ”说明输出电压与输入电压相位相反。

放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-i_c R'_L}{i_b r_{be}} = -\frac{\beta i_b R'_L}{i_b r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

注意事项：放大电路的输入电阻 R_i 与三极管的输入电阻 r_{be} 不同，同理，放大电路的输出电阻 R_o 与晶体管的输出电阻 r_{ce} 也不同，对于共发射极放大器，输入电阻 R_i 大小由 R_b 和 r_{be} 两个电阻的并联值决定；放大器的输出电阻 R_o 是从三极管输出端向三极管内部看进去时的等效电阻（不包含负载电阻 R_L ），等于三极管的输出电阻 r_{ce} 与三极管集电极负载电阻 R_c 的并联值，由于三极管的输出电阻 r_{ce} 远大于集电极负载电阻 R_c ，所以放大器的输出电阻近似等于集电极负载电阻 R_c 。

例 2-4 在图 2-37 所示电路中，设 $R_b = 280\text{k}\Omega$ ， $R_c = 4\text{k}\Omega$ ， $R_L = 4\text{k}\Omega$ ， $V_{cc} = 12\text{V}$ ，VT 的 $\beta = 37.5$ ，试估算三极管的输入电阻 r_{be} 及电压放大倍数。

解：设三极管 VT 的 $U_{BEQ} = 0.7\text{V}$ ，则 VT 的基极静态电流为

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{280} \approx 0.04\text{mA} = 40\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ} = 37.5 \times 0.04 = 1.5\text{mA}$$

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = 1.5\text{mA}$$

所以，三极管的输入电阻

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 300 + (1 + 37.5) \frac{26}{1.5} = 967\Omega$$

而

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} = \frac{4 \times 4}{4 + 4} = 2 \text{ k}\Omega$$

电压放大倍数为

$$A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{37.5 \times 2}{0.967} = -77.6$$

四、工作点的稳定

1. 温度对静态工作点的影响

温度的变化要影响三极管的参数 I_{CBO} 、 β 和 U_{BE} ，从而使静态工作点发生变动，下面简要分析主要参数与温度的关系及其对静态工作点的影响。

(1) 集电极反向截止电流 I_{CBO} 的温度漂移

I_{CBO} 随温度的升高按指数规律增加，大约温度每升高 10°C ， I_{CBO} 增大 1 倍，而穿透电流 $I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO}$ ，其增加的幅度更大。例如对 $\beta = 60$ 的三极管，当温度上升使 I_{CBO} 增加 $10\mu\text{A}$ 时， I_{CEO} 则大约增加 0.6mA 。由于 I_{CEO} 是集电极电流 I_C 的一部分，所以 I_C 也增大。

(2) 电流放大倍数 β 的温度漂移

温度的变化也要影响到三极管的电流放大倍数 β ，温度升高， β 值变大，输出特性曲线组的间隔将变宽，因而静态工作点上移， I_C 增大，影响放大电路正常工作。理论和实践证明，温度升高 1°C ， β 增加 $0.5\% \sim 1\%$ 。

(3) 发射结电压 U_{BE} 的温度漂移

U_{BE} 与温度的关系接近线性规律，温度每升高 1°C ， U_{BE} 约下降 2mV 。

U_{BE} 漂移对静态工作点的影响，主要是静态基极电流和集电极电流发生变化，因为温度升高后， U_{BE} 减小，即晶体管的输入特性曲线向左移动，如图 2-38(a) 所示。图中的直线是输入电路的负载线，其作法与输出电路一样、对于前面介绍的偏置电路来说，负载线的直线方程式为 $U_{BE} = V_{cc} - I_B R_b$ 。当温度升高后，静态工作点就从 Q 移动到 Q' ，可见 U_{BE} 减小了，而 I_B 增大了。反映到输出特性曲线上（见图 2-38(b)）， I_C 增大了，并有可能使工作点或工作范围进入饱和区。

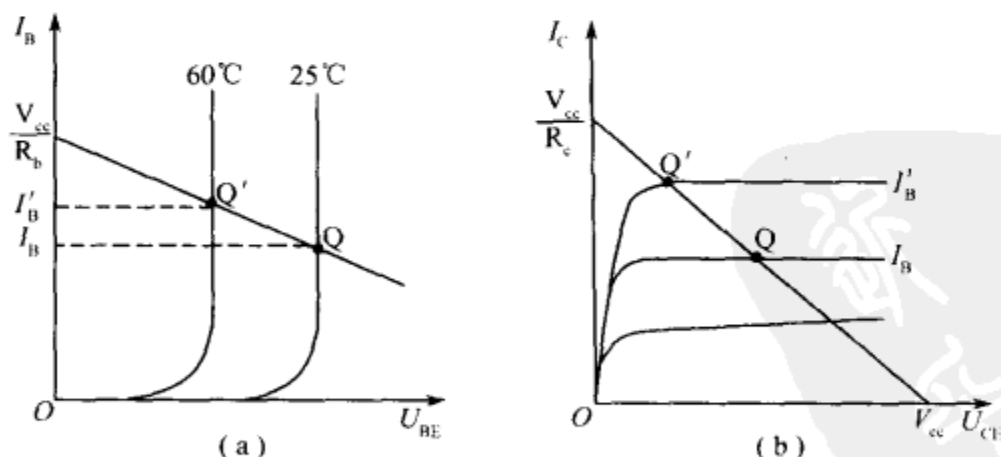


图 2-38 温度对静态工作点的影响

对于图 2-37(a) 所示的共发射极单管放大电路，基极电流 I_{BQ} 是由电源 V_{cc} 通过偏置电阻 R_b 提供的，即

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{cc}}{R_b}$$

当 R_b 固定时, I_{BQ} 也就固定, 所以称它为固定偏置电路, 静态时, 集电极电流为

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + I_{CEO}$$

当温度升高时, β 值和 I_{CEO} 都要变大, U_{BE} 则减小, U_{BE} 减小又会引起 I_{BQ} 增大。因此, 温度升高, 上式中的 β 、 I_{BQ} 和 I_{CEO} 同时变大, 导致静态集电极电流 I_{CQ} 显著增大, 使三极管产生饱和失真, 严重时会造成三极管的损坏。

2. 分压式偏置电路

根据前面分析可知, 固定偏置电路虽然简单和容易调整, 但其静态工作点受温度影响较大, 不能保证静态工作点的稳定, 因此, 需要对偏置电路进行改进。图 2-39 是一种典型的静态工作点稳定电路, 它是在固定偏置电路的基础上增加两个电阻 R_{b2} 和 R_e 组成的, 其中 R_e 串接在发射极回路中, R_{b2} 与 R_{b1} 组成分压器, R_{b1} 是上偏置电阻, R_{b2} 是下偏置电阻, 所以叫分压式偏置电路, 这种电路稳定性好, 适合于批量生产, 因此得到了广泛的应用。

从图 2-39 中可以看出

$$I_1 = I_B + I_2$$

$$\text{若 } I_2 \gg I_B, \text{ 因此 } I_1 \approx I_2 \approx \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

这样对于 R_{b1} 与 R_{b2} 组成的分压器, I_B 电流对分压器的分流就可忽略不计, 也可认为三极管的基极电位 U_B 是稳定的, 其稳定的电压值为

$$U_B = I_2 R_{b2} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc}$$

引入发射极电阻 R_e 后, 由图 2-39 可知

$$U_{BE} = U_B - U_E = U_B - I_E R_e$$

若 $U_B \gg U_{BE}$, 则

$$I_C \approx I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_e} \approx \frac{U_B}{R_e}$$

因此, 也可认为 I_C 不受温度的影响。

从以上分析可知, 在设计电路时, 只要满足 $I_2 \gg I_B$ 和 $U_B \gg U_{BE}$ 两个条件, 则 U_B 、 I_C 就与晶体管的参数 (I_{CBO} 、 β 、 U_{BE}) 几乎无关, 不受温度变化的影响, 从而使静态工作点得以稳定。

根据上述两个条件, 似乎 I_2 、 U_B 越大越好, 其实不然, 还要考虑到其他的影响, I_2 不能太大, 否则, R_{b1} 、 R_{b2} 就要取得较小, 这不但要增加功率损耗, 而且放大电路的输入电阻将降低, 在实际电路中, 通常选用适中的 R_{b1} 、 R_{b2} 值, 一般取 $I_2 = (5 \sim 10) I_B$, $U_B = (5 \sim 10) U_{BE}$ 。

下面分析电路稳定三极管静态工作点的过程。

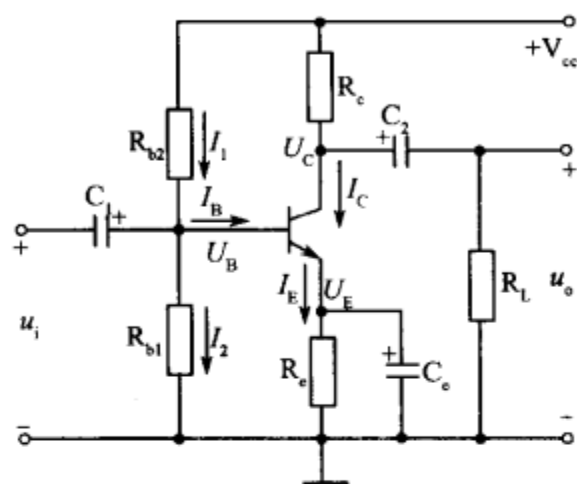


图 2-39 分压式工作点稳定电路

设温度(T)上升,使 I_C 相应增大,因为 $I_C \approx I_E$,所以 I_E 也增大,这时发射极电压 $U_E = I_E R_e$ 随之增加。由于三极管基极电压 U_B 是固定不变的,三极管基射极间的电压($U_{BE} = U_B - U_C$)必然减小,由三极管输入特性曲线可知,它将引起了 I_B 减小, I_B 减小就限制了 I_C 、 I_E 上升。上述电路的工作点稳定过程大致如下:

$$T \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow I_E \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow$$

发射极电阻 R_e 的接入,一方面发射极电流的直流分量 I_E 通过它起自动稳定静态工作点的作用;但另一方面,发射极电流的交流分量 i_e 通过它也会产生交流压降,这样会降低电压放大倍数,为此,在 R_e 两端并联电容 C_e ,只有 C_e 电容足够大,对交流信号的容抗就很小,对交流可看作短路,而对直流分量并无影响,故 C_e 称作发射极交流旁路电容。若该电路用作音频放大器, C_e 电容取 $30\mu\text{F} \sim 100\mu\text{F}$;若用作中频或高频放大器, C_e 一般取 $0.01\mu\text{F}$ 左右的瓷介电容器。当然作为旁路电容,电容越大对交流信号的容抗就越小,在电路中对交流信号的旁路效果也就越好,但电容太大并不能对电路的性能有多大的改善,反而会增大整机体积和价格。

例 2-5 如图 2-40 所示电路,已知 $V_{cc} = 12\text{V}$, $R_c = 2\text{k}\Omega$, $R_e = 2\text{k}\Omega$, $R_{b1} = 20\text{k}\Omega$, $R_{b2} = 10\text{k}\Omega$,三极管的 $\beta = 37.5$,设 $U_{BE} = 0.6\text{V}$,试求静态工作值。

解:基极电位为

$$U_B = I_2 R_{b2} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = \frac{10}{20 + 10} \times 12 = 4\text{V}$$

发射极电流静态值为

$$I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_e} = \frac{4 - 0.6}{2000} = 1.7\text{mA}$$

发射极电流静态值为

$$I_C \approx I_E = 1.7\text{mA}$$

基极电流静态值为

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1.7}{37.5} = 0.045\text{mA}$$

集—射极电压的静态值为

$$U_{CE} \approx V_{cc} - I_C(R_c + R_e) = 12 - 1.7 \times (2 + 2) = 5.2\text{V}$$

方法技巧:下面来验证电路的稳定条件, I_2 的值为

$$I_2 \approx \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{12}{20 + 10} = 0.4\text{mA}$$

可见, $I_2 \approx 9I_B$,符合第一个条件; $U_B \approx 7U_{BE}$,符合第二个条件。电路可以起到稳定静态工作点的作用。

例 2-6 如图 2-41(a)所示电路,已知 $V_{cc} = 12\text{V}$, $R_c = 2\text{k}\Omega$, $R_e = 2\text{k}\Omega$, $R_{b1} = 20\text{k}\Omega$, $R_{b2} = 10\text{k}\Omega$, $R_L = 2\text{k}\Omega$,三极管的 $\beta = 37.5$,设 $U_{BE} = 0.6\text{V}$,试求电压放大倍数。

解:为便于分析,现画出电路的微变等效电路,如图 2-41(b)所示。

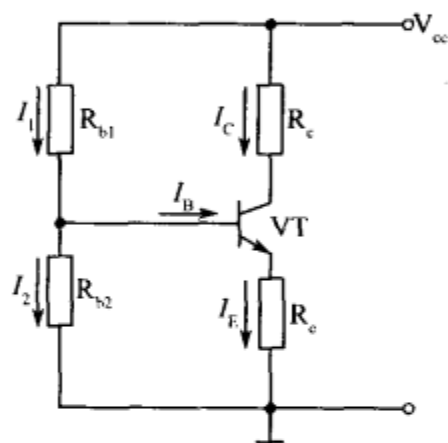


图 2-40 例 2-5 电路图

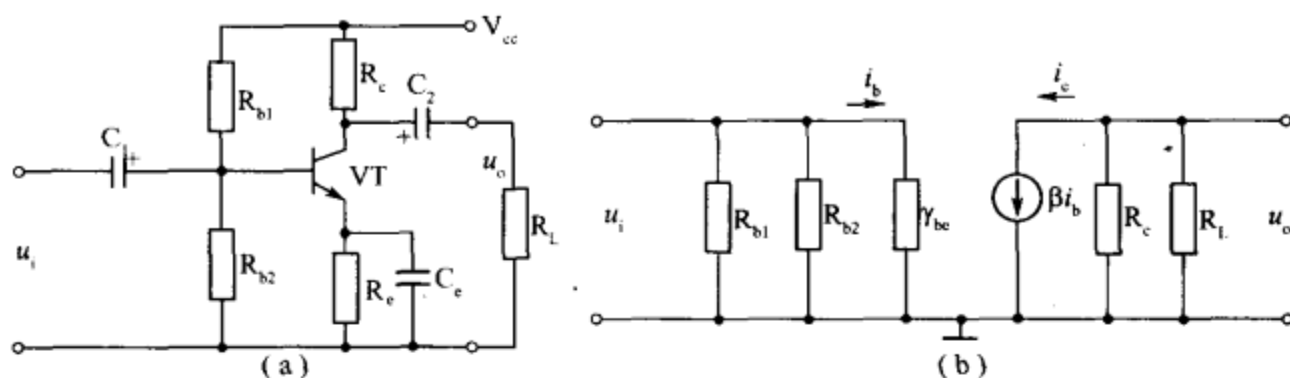


图 2-41 例 2-6 电路和等效电路

(a) 电路; (b) 微变等效电路。

从例 2-5 可知, 发射极电流静态值为

$$I_{EQ} = 1.7 \text{ mA}$$

所以

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = 300 + (1 + 37.5) \times \frac{26}{1.7} \approx 889 \Omega$$

总负载电阻为

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} = \frac{2 \times 2}{2 + 2} = 1 \text{ k}\Omega$$

电压放大倍数为

$$A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{37.5 \times 1}{0.889} = -42$$

式中: 负号“-”表示输入信号与输出信号相位相反。

重点提示: 电路中, 若无发射极旁路电容 C_e , 则放大电路的电压放大倍数为 $A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (\beta + 1)R_e}$, 可见, 放大电路的电压放大倍数将下降很多, 也就是说, 去掉 C_e 后, 发射极电阻 R_e 交流信号具有较强的负反馈。关于负反馈, 在后续内容中作具体介绍。

第三节 共集电极和共基极放大电路

任何放大器都有一个输入回路和一个输出回路, 由于三极管只有三个电极, 所以输入回路与输出回路必然要共同使用三极管的某一个电极, 我们称这个电极为输入回路、输出回路的公共端。根据交流信号输入回路和输出回路公共端的不同, 放大电路分为共发射极放大电路、共集电极放大电路和共基极放大电路。值得注意的是, 不论是什么放大电路, 三极管内的电流分配关系不变, 要使三极管能工作在放大区, 三极管的外围电路都必须保证三极管发射结正偏, 集电结反偏, 且反偏电压要大于正偏电压 2 倍以上。

一、共集电极放大电路

图 2-42 是共集电极放大器的典型电路。

电路中, VT 是三极管, 它接成共集电极放大器电路。 u_i 是输入信号, u_o 是输出信号。

从图中可以看出,三极管 VT 基极不接地,发射极也不接地,而它的集电极接直流电源 V_{cc} 端,对交流而言, V_{cc} 端是接地的,这样 VT 的集电极交流接地,所以这一电路是共集电极放大电路。

1. 共集电极放大电路定性分析

(1) 直流电路分析

从电路中可以看出, V_{cc} 加到三极管 VT 的集电极上,给集电极建立直流工作电压。 V_{cc} 经 R_b 加到 VT 的基极上,使 VT 基极有了直流偏置电压。

VT 的发射极通过 R_e 接地, R_e 构成了发射极直流电流的回路。这样,VT 各电极的直流电路符合放大条件,VT 能够进入放大状态。

(2) 交流电路分析

电路中,输入信号 u_i 经输入端耦合电容 C_1 加到 VT 基极,使 VT 产生基极电流的相应变化,就有放大的发射极电流,这一电流流过 R_e , R_e 将发射极电流的变化转换成发射极电压的变化,这一电压经输出端耦合电容 C_2 加到后级电路中,完成对输入信号的放大和传输。

在共集电极放大器中,输入信号是从三极管基极和地之间输入的,输出信号是从发射极和地之间取出的,信号输出方式与共发射极放大器不同。

* 2. 共集电极放大电路定量计算

对于共集电极放大电路,主要有以下常用公式。

(1) 静态工作点

$$I_{BQ} = \frac{V_{cc} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = V_{cc} - I_{EQ}R_e \approx V_{cc} - I_{CQ}R_e$$

(2) 电流放大倍数

$$A_i = 1 + \beta$$

(3) 电压放大倍数

由于 $u_o = i_e \cdot (R_e // R_L) = (1 + \beta)i_b R_e'$, ($R_e' = R_e // R_L$)

$$u_i = u_o + u_{be} = (1 + \beta)i_b R_e' + i_b r_{be}$$

所以,电压放大倍数

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta)R_e'}{r_{be} + (1 + \beta)R_e'}$$

共集电极电路的电压放大倍数恒小于 1 而接近于 1,且输出电压与输入电压同相。

(4) 输入电阻

如果不考虑偏置电阻 R_b 和负载电阻 R_L 的作用,则输入电阻为

$$R'_i = r_{be} + (1 + \beta)R_e$$

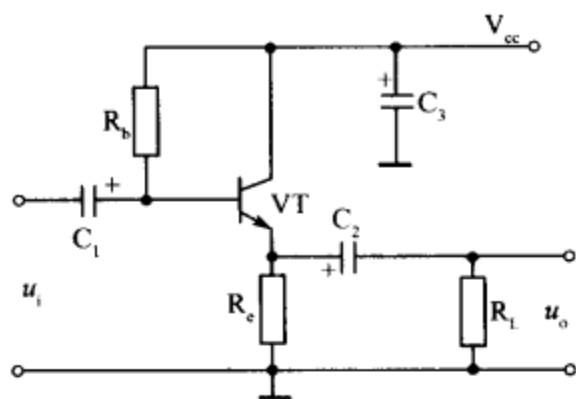


图 2-42 共集电极放大电路

如果考虑偏置电阻 R_b 和负载电阻 R_L , 则输入电阻为

$$R_i = R_b // R'_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R'_e] \approx R_b // \beta R'_e$$

由于一般情况下 R_b 的阻值很大, 所以, 共集电极的输入电阻约为 R'_e 的 β 倍, 也就是说, 共集电极放大电路具有很高的输入电阻。

(5) 输出电阻

$$R_o \approx \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$$

式中: $R'_s = R_s // R_b$ (R_s 为输入信号源的内阻)。

从公式中可以看出, 共集电极放大电路的输出电阻很小, 一般为几十欧至几百欧, 比共发射极放大电路的输出电阻小得多。

二、共基极放大电路

1. 共基极放大电路的定性分析

图 2-43 是共基极放大电路的电路图, 从图中可以看出, 三极管 VT 发射极不接地, 集电极也不接地, 而它的基极通过电容 C_b 接地, 对交流而言, VT 的基极交流接地, 且输入信号与输出信号的公共端是基极, 所以这一电路是共基极放大电路。

(1) 直流电路分析

直流电源 V_{cc} 经电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 分压, 得到的电压加到基极, 当旁路电容 C_b 足够大时, 可认为 R_{b1} 两端电压基本稳定。 V_{cc} 还经 R_c 加到 VT 的集电极, 保证三极管的发射结正向偏置, 集电结反向偏置, 从而可以使三极管工作在放大区。

(2) 交流电路分析

输入信号 u_i 经输入耦合电容 C_1 加到 VT 发射极上, 由于基极上交流电压大小不变, 这样, 当发射极电压增大时, 使 VT 发射结正向偏置电压 V_{BE} 降低, 基极电流减小。当发射极电压下降时, U_{BE} 上升, 使基极电流增大, 这样, 加到 VT 发射极上的交流输入电压大小变化时, 将引起基极电流的相应变化。

由于输入信号电压引起了三极管基极和发射极电流的相应变化, 便有相应的集电极电流输出。集电极电流流过集电极负载电阻 R_c , R_c 将集电极电流的变化转换成集电极电压的相应变化, 通过输出耦合电容 C_2 的隔直作用, 将输出信号 u_o 加到后级放大器电路中, 完成输入信号的放大和传输。

* 2. 共基极放大电路的定量计算

对于共基极放大电路, 主要有以下常用公式。

(1) 静态工作点

如果静态基极电流很小, 相对于 R_{b1} 、 R_{b2} 分压回路中的电流可以忽略不计, 则由图 2-43 可得

$$I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} \approx \frac{1}{R_e} \left(\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} - U_{BEQ} \right) \approx I_{CQ}$$

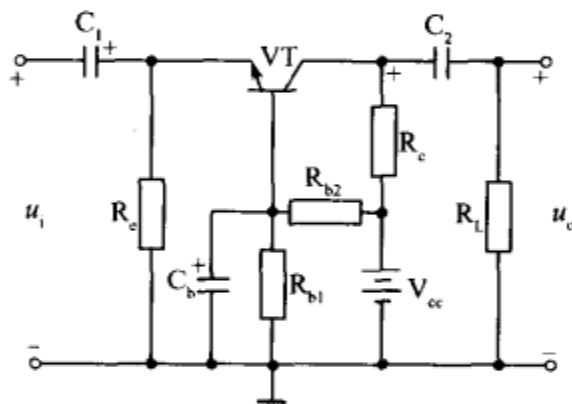


图 2-43 共基极放大电路

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1+\beta}$$

$$U_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \approx V_{cc} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$

(2) 电流放大倍数

共基共放大电路的电流放大倍数用 α 表示,是指集电极电流与发射极电流之比,由于共基极放大电路发射极电流约等于集电极电流,因此, α 小于 1 而近似等于 1,可见,共基极放大电路没有电流放大作用。

(3) 电压放大倍数

$$A_u = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

共基极放大电路虽然没有电流放大作用,但具有电压放大作用,其电压放大倍数与共发射极电路的电压放大倍数在数值上相等,但是没有负号,表示共基极放大电路的输出电压与输入电压相位一致,即没有倒相作用。

(4) 输入电阻

$$R_i = \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

从公式可以看出,共基极放大电路的输入电阻很小。

(5) 输出电阻

如果不考虑集电极负载电阻 R_c 作用,则共基极放大电路的输出电阻为

$$R_o \approx (1+\beta)r_{ce}$$

如果考虑集电极负载电阻 R_c ,则共基极放大电路的输出电阻为

$$R_o \approx R_c$$

三、三种放大电路的比较

根据前面的分析,下面对共发射极电路、共集电极电路和共基极电路的特点作一归纳总结。

1. 共发射极放大电路的特点

共发射极放大电路主要有以下特点。

(1) 具有电压和电流的放大能力

在三种放大电路中,只有共发射极放大电路能同时放大信号的电流和电压(双重放大作用)。

这种放大电路能够放大信号电流是很容易理解的,因为输入三极管的基极电流是很小的,只要有很小的基极电流变化,就会有很大的(比基极电流大 β 倍)集电极电流输出,这样共发射极放大电路有放大信号电流的能力。

共发射极放大电路的信号电压放大作用可以这么理解:加到三极管基极上的输入信号电压,通过三极管的输入回路会引起基极电流的相应变化。基极电流经放大后成为集电极电流,集电极电流通过集电极负载电阻转换成集电极电压,由于集电极电流比较大,集电极负载电阻也比较大,这样集电极上输出的信号电压比基极上的输入信号电压大得

多,完成信号电压放大。

(2)输入信号电压和输出信号电压的相位相反

共发射极放大电路输出信号电压与输入信号电压的相位相反,即当三极管基极上的输入信号电压增大时,其集电极上的输出信号电压减小;当三极管基极上的输入信号电压减小时,其集电极上的输出信号电压增大。

(3)输入电阻大小一般

共发射极放大电路的输入电阻,在三种放大电路中不是最大也不是最小。对于固定偏置电路,输入电阻 R_i 由 R_b 与三极管的输入电阻 r_{be} 并联值决定,对于分压式偏置电路,输入电阻 R_i 的大小由 R_{b1} 、 R_{b2} 和 r_{be} 三个电阻的并联值决定。

(4)输出电阻大小一般

共发射极放大电路的输出电阻 R_o 是从三极管输出端向三极管内部看进去时的等效电阻,它是很大的,一般大于几百千欧。共发射极放大电路的输出电阻,在三种放大电路中不是最大,也不是最小。放大电路输出电阻等于三极管的输出电阻 r_{ce} 与三极管集电极负载电阻 R_c 的并联值,由于三极管的输出电阻 r_{ce} 远大于集电极负载电阻 R_c ,所以放大电路的输出电阻 R_o 近似等于集电极负载电阻 R_c 。

2. 共集电极放大电路的特点

共集电极放大电路主要有以下特点。

(1)只有电流放大能力,没有电压放大能力

共集电极放大电路的输入信号电流是三极管的基极电流,输出信号电流是发射极电流,由于发射极电流远大于基极电流,所以具有电流放大能力,即电流放大倍数大于 1。

输入信号电压是基极上的电压,而输出信号电压是发射极上的电压,由于发射极电压总是比基极电压小一个 U_{BE} 值,所以发射极电压小于基极电压,电压放大倍数小于 1 而接近于 1,这说明共集电极放大电路只有电流放大而没有电压放大作用。

(2)输出信号电压与输入信号电压同相位

当输入信号电压在增大时,即基极上信号电压增大,使 VT 的基极电流增大,发射极电流增大,流过 R_e 后在 R_e 上的电压降增大,即发射极电压在增大。由此可知,基极上的输入信号电压增大时,发射极上的输出信号电压也在增大,所以它们之间是同相位的。

重点提示:当三极管的发射结正向导通之后,在这一 PN 结上的电压是基本不变的,在一定范围内,当基极电压在增大时,发射极电压也在增大,当基极电压在减小时,发射极电压也在减小,这种特性称为发射极电压跟随特性,即发射极电压跟随基极电压的变化而变化,所以共集电极放大器电路又称为射极跟随器。又由于共集电极放大器的输出信号是从发射极上取出的,所以又称为射极输出器。

(3)输入电阻大

放大电路的输入电阻大是一个优点,因为放大电路的输入电阻是前一级放大电路或信号源电路的负载,当负载电阻大时,要求前级放大电路输出的信号电流小,这样对前级放大电路的负担小。也可以说,当放大器输入电阻大时,只要有较小的输入信号电流,放大电路就能够正常工作。

(4)输出电阻小

放大电路的输出电阻小也是一个优点,因为放大电路的输出电阻小,带负载能力强。

可以输出更多的电流给负载。

※ 阅读材料 射极输出器的应用

射极输出器的应用十分广泛,主要由于它具有高输入电阻和低输出电阻的特点,因为输入电阻高,它常被用作多级放大电路的输入级,这对高内阻的信号源更为有意义。如果信号源的内阻很高,而它接一个输入电阻较低的共发射极放大电路,那么,信号电压主要降在信号源本身的内阻上,分到放大电路输入端的电压就很小。又如,测量仪器里的放大电路要求有高的输入电阻,以减小测量仪器接入时对被测电路产生的影响,也常用射极输出器作为输入级。另外,如果放大电路的输出电阻较低,则当负载接入后或当负载增大时,输出电压的下降就较小,或者说它带负载的能力较强。所以射极输出器也常用作多级放大电路的输出级。有时还将射极输出器接在两级共发射极放大电路之间,则对前级放大电路而言,它的高输入电阻对前级的影响甚小(前级提供的信号电流小);而对后级放大电路而言,由于它的输出电阻低,正好与输入电阻低的共发射极电路配合。这就是射极输出器的阻抗变换作用。这一级射极输出器称为缓冲级或中间隔离级。

由此可见,虽然射极输出器本身的电压放大倍数小于1,但接入多级放大电路后(作为输入级、输出级或中间级),使放大电路的工作得到改善。

图 2-44 是三极管毫伏表中放大电路的最后几级,共中 VT_2 和 VT_4 都是射极输出器。 VT_2 作为缓冲级接在两级共发射极放大电路之间, VT_4 作为输出级。

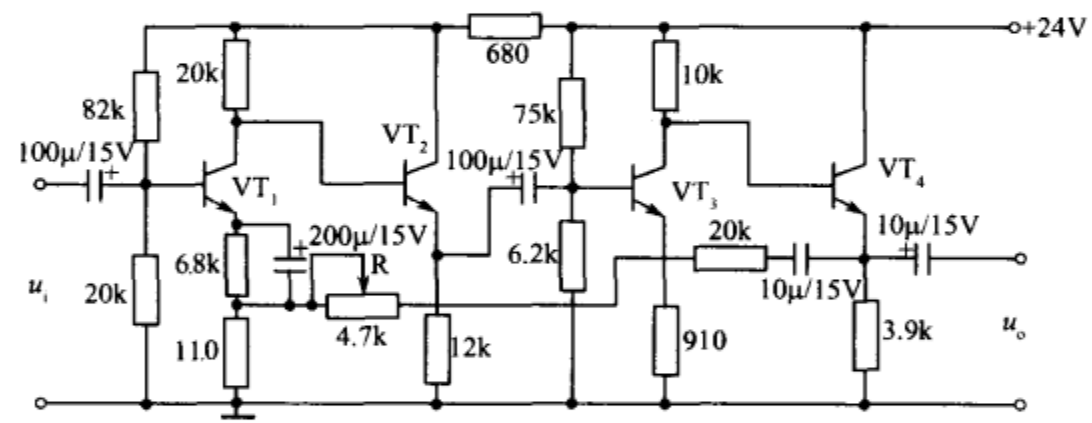


图 2-44 三极管毫伏表中的放大电路

3. 共基极放大电路的主要特点

共基极放大电路主要有以下特点。

(1) 电流放大倍数小于 1

由于输入信号电流是发射极电流(信号从发射极输入),而输出信号电流是集电极电流,由三极管的各电极电流大小特性可知,集电极电流小于发射极电流,所以输出信号电流小于输入信号电流,因此这种放大电路没有电流放大能力。

(2) 电压放大倍数大于 1

输入信号电压加在基极与发射极之间,只要有很小的输入信号电压,就会引起基极电流的变化,引起放大后的集电极电流变化,集电极电流通过 R_c 转换成集电极电压的变化,因为电阻 R_c 阻值较大,所以输出信号电压远大于输入信号电压,因此这种放大电路具有电压放大能力。

(3)输出信号电压和输入信号电压同相位

当输入信号电压在增大时,使 VT 的发射极电压 U_E 增大,使基极和发射极电流减小,集电极电流也在减小。由于集电极电流减小,在集电极负载电阻 R_c 上电压降减小,这样集电极电压 U_c 在增大。由此可知,输入信号电压在增大时,输出信号电压也在增大,所以是同相位的。

(4)输入电阻小

这是共基极放大电路的缺点。输入电阻小,要求前面放大电路或信号源输出更多的电流,也就是要有更多的输入信号电流才能使共基极放大电路正常工作。

(5)输出电阻大

这是共基极放大电路的另一个缺点。输出电阻大,带负载的能力差。

共基极放大器电路的输入电阻和输出电阻特性与共集电极放大电路正好相反。

(6)高频特性好

这是共基极放大电路的优点。由三极管频率特性可知,当三极管的工作频率高到一定程度时,三极管的放大能力明显下降。同一只三极管,当接成共基极组态时,它的工作频率比接成其他组态时要高,所以共基极放大电路主要用于一些高频放大电路中。

为便于记忆,表 2-1 列出了三种放大电路的主要特性。

表 2-3 三种放大电路主要性能

项 目	共发射极放大电路	共集电极放大电路	共基极放大电路
电压放大倍数	远大于 1	小于接近于 1	远大于 1
电流放大倍数	远大于 1(10~250)	远大于 1(10~250)	小于接近于 1
输出、输入电压相位	反相	同相	同相
输入电阻	一般($10^2\Omega\sim10^3\Omega$)	大($10^3\Omega\sim10^5\Omega$)	小($10\Omega\sim10^2\Omega$)
输出电阻	一般(约 $10^4\Omega$)	小($10\Omega\sim10^3\Omega$)	大($10^5\Omega\sim10^6\Omega$)
高频特性	一般	一般	好
带负载能力	一般	好	差
用途	用得最多	用于频率较高的放大、振荡电路	用于阻抗变换电路



第三章 多级放大电路

用一个放大器件组成的单管放大电路,其电压放大倍数一般只能达到几十倍,其他技术指标也难以达到实用的要求,因此在实际工作中,常常把若干个单管放大电路连接起来,组成所谓的多级放大电路。多级放大电路各级之间按耦合方式分,可分为阻容耦合、变压器耦合和直接耦合三种形式,本章将分别进行介绍。

第一节 多级放大电路概述

一般情况下,放大器的输入信号都很微弱,多为毫伏或微伏数量级,输入功率常在 1mW 以下。为推动负载工作,必须由多级放大电路对微弱信号进行连续放大,才能在输出端获得必要的电压幅值或足够的功率。多级放大电路一般由前置级和功率放大级两部分组成,如图 2-45 所示。前置级由若干个放大电路组成,主要用作电压放大,以将微弱的输入电压放大到足够的幅度,然后推动功率放大级工作;功率放大级主要用以输出负载所需要的功率。

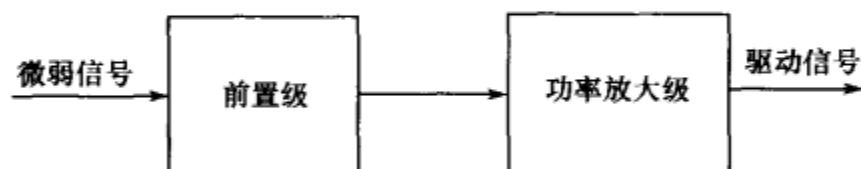


图 3-1 多级放大电路的组成

在多级放大电路中,每两个单级放大电路之间的连接方式叫耦合。实现耦合的电路称为级间耦合电路,其任务是将前级信号传送到后级。对级间耦合电路的基本要求如下:

- ①耦合电路对前、后级放大电路的静态工作点没有影响。
- ②不引起信号失真。
- ③尽量减少信号电压在耦合电路上的损失(压降)。

在多级放大电路中,常用的耦合方式有阻容耦合、变压器耦合和直接耦合;一般来说,在多级放大电路中的前置级中,多采用阻容耦合方式;在功率输出级中,多采用变压器耦合方式;在直流(及极低频)放大电路中,常采用直接耦合方式。下面对这几种耦合方式进行讨论。

第二节 阻容耦合多级放大电路

图 3-2 为两级阻容耦合放大电路。两级之间通过电容 C_2 和下级输入电阻相连,故称阻容耦合。

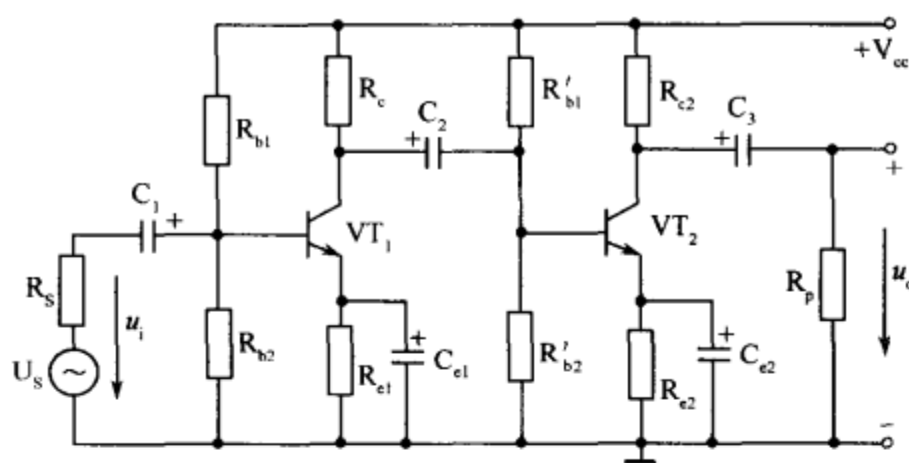


图 3-2 阻容耦合放大电路

一、阻容耦合电路的定性分析

图 3-2 所示的阻容耦合电路,第一级放大电路和第二级放大电路均采用分压式偏置,可自动稳定静态工作点。由于前、后级之间通过电容相连,所以各级的直流电路互不相通;每一级的静态工作点都是相互独立的,不致互相影响,这样就给分析、设计和调试带来了很大方便。而且,只要耦合电容选得足够大,就可以做到前一级的输出信号在一定的频率范围内几乎不衰减地加到后一级的输入端上,使信号得到了充分的利用。

但是,阻容耦合具有很大的局限性。首先,它不适合于传送缓慢变化的信号,因为这一类信号在通过耦合电容加到下一级时,将受到很大的衰减。至于直流成分的变化,则根本不能通过电容。更重要的是,在集成电路中,要想制造大容量的电容是很困难的,因而这种耦合方式在线性集成电路中无法采用。

二、阻容耦合电路的定量分析

为便于对阻容耦合电路进行定量分析,现画出图 3-3 所示的微变等效电路。

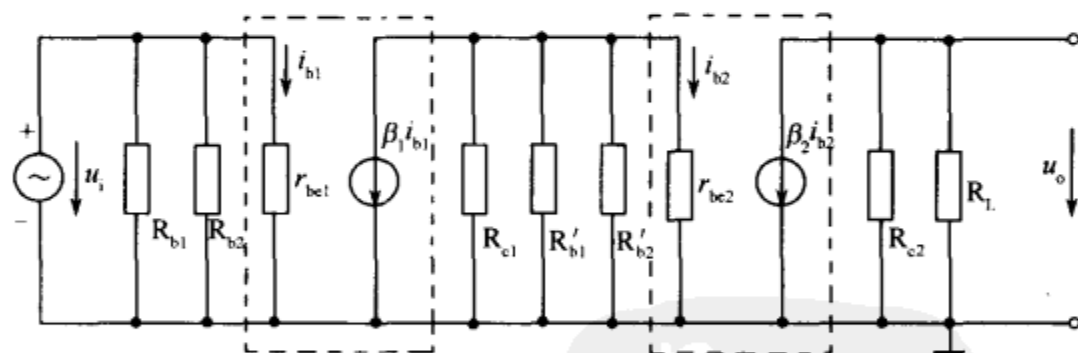


图 3-3 微变等效电路

1. 输入电阻与输出电阻

第一级放大电路的输入电阻 R_{i1} 为

$$R_{i1} = R_{b1} // R_{b2} // r_{be1}$$

第一级放大电路的输出电阻 R_{o1} 为

$$R_{o1} \approx R_{c1}$$

第二级放大电路的输入电阻 R_{i2} 为

$$R_{i2} = R'_{b1} // R'_{b2} // r_{be2}$$

第二级放大电路的输出电阻 R_{o2} 为

$$R_{o2} \approx R_{c2}$$

重点提示:一般来说,多级放大电路的输入电阻就是输入级的输入电阻;而多级放大电路的输出电阻就是输出级的输出电阻。

在选择多级放大电路的输入级和输出级的电路形式和参数时,常常主要考虑实际工作对输入电阻和输出电阻的要求,而把放大倍数的要求放在次要地位,至于放大倍数可主要由中间各放大级来提供。

2. 负载电阻

计算第一级放大电路的负载电阻时,应把第二级放大电路的输入电阻 R_{i2} 看作第一级放大电路的负载,如图 3-4 所示。

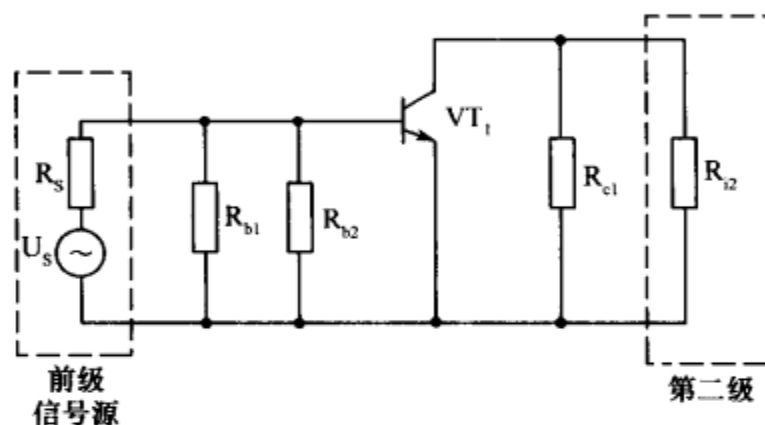


图 3-4 第一级及其负载电路

从图中可以看出,第一级放大电路的总负载电阻 R_{L1} 为

$$R_{L1} = R_{c1} // R_{i2}$$

第二级放大电路的总负载电阻 R_{L2} 为

$$R_{L2} = R_{c2} // R_L$$

3. 电压放大倍数

第一级放大电路的电压放大倍数 A_{u1} 为

$$A_{u1} = -\frac{\beta_1 R_{L1}}{r_{be1}}$$

第二级放大电路的电压放大倍数 A_{u2} 为

$$A_{u2} = -\frac{\beta_2 R_{L2}}{r_{be2}}$$

两级电压放大倍数 A_u 为

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2}$$

重点提示:对于 n 级放大电路,由于各级是互相串联起来的,前一级的输出就是后一级的输入,所以多级放大电路总的电压放大倍数等于各级电压放大倍数的乘积,即总电压放大倍数为

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdots A_{un}$$

式中: n 为多级放大电路的级数。

但是,在分别计算每一级的电压放大倍数时,必须考虑前、后级之间的相互影响。例如,可把后一级的输入电阻看做前一级的负载电阻。

第三节 变压器耦合多级放大电路

变压器是利用电磁感应原理工作的,它能顺利地传送交流信号,可靠地隔断直流成分,所以在多级放大电路中也可作为耦合元件。与阻容耦合放大电路相比,变压器耦合还能灵活地改变电路参数,较好地解决前、后级放大电路的阻抗匹配问题,在早期音频放大电路中获得了广泛的应用。

一、变压器阻抗变换的原理

若变压器原边的电压和电流为 U_1 和 I_1 ,副边的电压和电流为 U_2 和 I_2 ,原边匝数 N_1 与副边的匝数 N_2 的比值(或称为变比)为 n ,即 $n = \frac{N_1}{N_2}$,如图 3-5 所示。

根据变压器的工作原理可得

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = n$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{n}$$

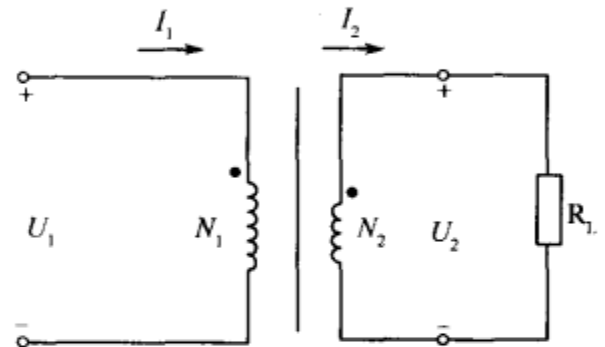


图 3-5 变压器的阻抗变换原理

如果接在变压器副边的实际负载电阻为 R_L ,此时,从变压器原边看进去的等效负载电阻为

$$R'_L = \frac{U_1}{I_1} = n^2 \frac{U_2}{I_2} = n^2 R_L$$

可见,变压器在传递信号的同时,还有阻抗变换的作用,过去常常利用这一特点组成功率放大电路。有时实际的负载电阻 R_L 的阻值很小(如有的扬声器电阻只有 8Ω),若采用变压器耦合,可选择恰当的变比,使变换后得到的等效电阻值比较适中,以便在负载上得到尽可能大的输出功率。

二、变压器耦合电路定性分析

变压器耦合的具体电路形式较多,图 3-6 是变压器耦合放大电路的一个实例。电路中, VT_1 和 VT_2 分别构成两级放大器电路, T_1 、 T_2 是耦合变压器, T_1 将第一级的输出信号传送给第二级, T_2 将第二级的输出信号传送给负载并进行阻抗变换。

这一耦合电路的工作原理是, VT_1 集电极信号电流流过 T_1 的初级线圈,次级线圈上、下两端的信号相位相反,即当上端为正半周时下端为负半周,当上端为负半周时下端为正半周。 T_1 次级输出的信号加到推挽式放大管 VT_2 、 VT_3 的基极,控制 VT_2 和 VT_3 轮流导通,这样,可在负载上得到正弦波输出信号。

变压器耦合放大电路和阻容耦合放大电路一样,能实现交流信号的耦合,对直流成分起到隔离作用,基本上没有温漂现象,并且通过选择变压器的变比 n ,可以实现阻抗的变换。但是,变压器体积大,质量重,本身又消耗能量,不能适应电子电路微小型化的要求,

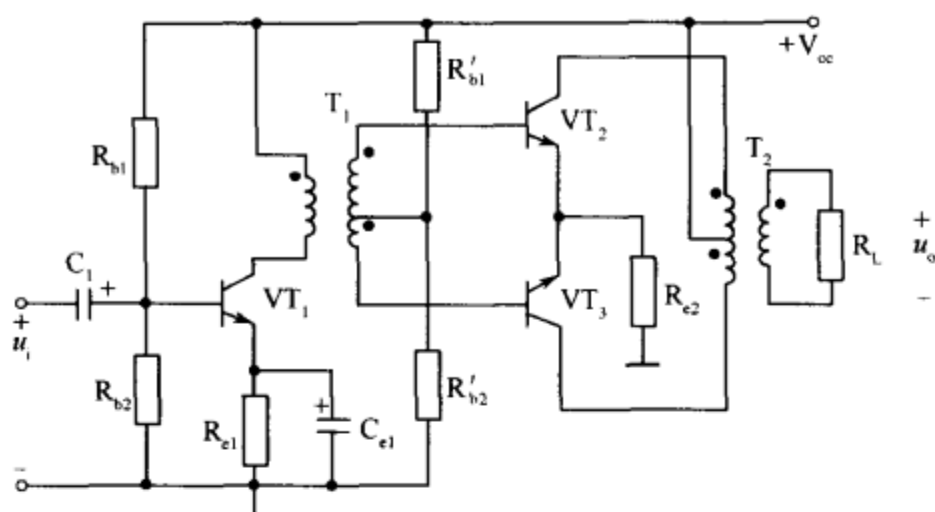


图 3-6 变压器耦合放大电路

所以目前音频放大电路多采用集成电路,变压器耦合放大电路已经较少采用。

重点提示:变压器耦合电路的低频特性不好,这是因为耦合变压器的初级线圈是 VT_1 的集电极负载。由于线圈的感抗($X_L = 2\pi fL$)与频率成正比,这样当信号频率低时感抗小, VT_1 的电压放大倍数较小,使耦合到变压器次级线圈的信号比较小,显然变压器电路的低频特性不佳。另外,当信号的频率高到一定程度时,由于耦合变压器存在各种高频能量损耗,使高频信号受到损失,所以这种耦合电路的高频特性也不好。

第四节 直接耦合多级放大电路

为了避免耦合电容或变压器对缓慢变化信号带来不良影响,可以把前级的输出端直接或通过电阻接到下级的输入端,这种连接方式称为直接耦合。直接耦合方式既能放大交流信号,也能放大缓慢变化信号和直流信号。更重要的是,直接耦合方式便于集成化,实际的集成运算放大电路,一般都是直接耦合多级放大电路。

一、直接耦合电路定性分析

直接耦合似乎很简单,其实不然,它所带来的问题远比交流放大电路严重,其中主要有两个问题需要解决:一是前、后级的静态工作点互相影响问题;二是零点漂移问题。

1. 前、后级静态工作点的互相影响

图 3-7 是直接耦合两级放大电路,由图可见,采用这种简单的直接耦合,前级放大电路输出端的直流电位 U_{C1} 等于后一级放大电路输入端的直流电位 U_{B2} 。在一般情况下,集电极电位是比较高的,基极电位是比较低的,把它们连在一起后, U_{C1} 就被钳位于 U_{B2} ,即 $U_{C1} = U_{B2} \approx 0.7V$,使前级的静态工作点移到饱和区的边缘,后级三极管则进入深度饱和状态,失去放大能力。为此,直接耦合方式需要解决的问题之一就是如何在电路中采取措施,确保前、后两级都有合适的静态工作点。

为了使直接耦合的两个放大级各自仍有合适的静态工作点,图 3-8 中的电路提供了几种解决的办法。

在图(a)中,由于 R_{e2} 的接入,提高了 VT_2 的基极电位 U_{B2} ,调整 R_{e2} 的阻值可以改变前、后级的静态工作点,以满足电路的要求,从而保证了前、后级电路的正常工作而不致工作在饱和区; R_{e2} 还起到稳定静态工作点的作用。但是,引入 R_{e2} 后,将使第二级的放大倍

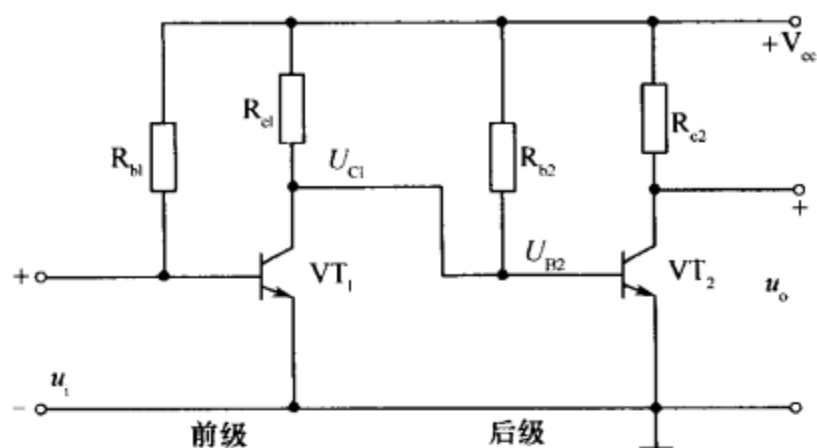


图 3-7 两个单管放大电路的直接耦合

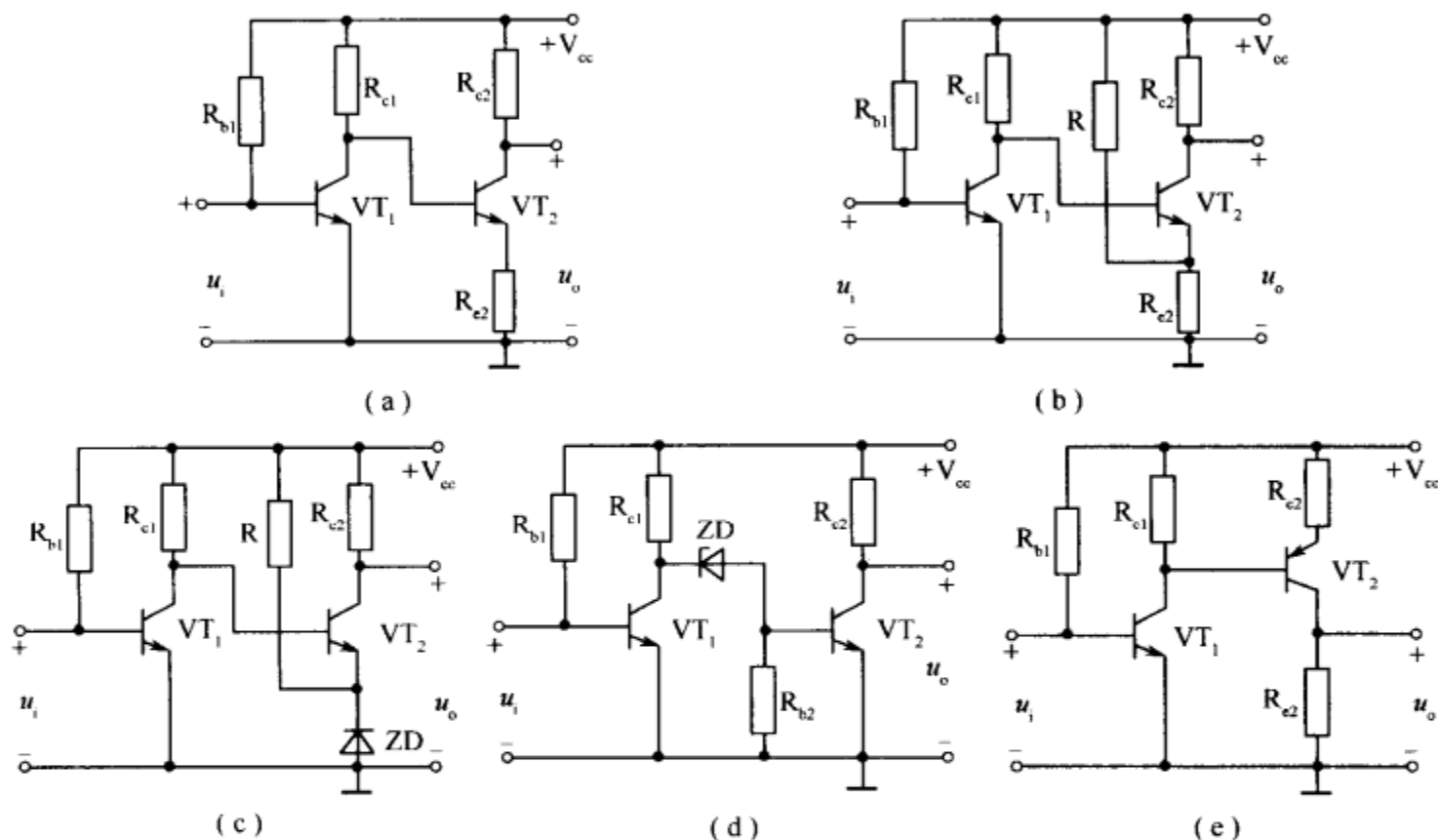


图 3-8 直接耦合电路

数严重下降。

为了减小 R_{e2} 对放大倍数的影响,就要减小 R_{e2} 的阻值, R_{e2} 太小又不能满足 VT_2 基极电位的要求,为此,可采用图(b)所示的电路。此时,流过 R_{e2} 的电流主要由电源 V_{cc} 通过 R 供给, VT_2 的基极电位为

$$U_{B2} = U_{BE2} + (I_{E2} + I_R)R_{e2}$$

当 U_{B2} 给定后,只要选择合适的 I_R 就可以选用较小的 R_{e2} ,从而降低了 R_{e2} 引起的深度负反馈;这种电路的缺点是需要提供 I_R ,从而增大了电源功率的损耗。

在图(c)中,用一只稳压管 ZD 取代了图(b)中的 R_{e2} 。因为硅稳压管两端的电压是基本不变的,其电压值与流过它的电流大小基本无关,也就是它的动态电阻很小,对信号电流可视为短路。所以,根据所需的 U_{B2} 值,选用与它相适应的硅稳压管,就可以使第二级的放大倍数不致损失太大,从而弥补了图(b)电路的缺陷;这种电路的缺点是 VT_2 集电极的有效电压变化范围将减小。

当级数进一步增加的时候,发现前面介绍的连接方式又出现了新的困难。例如,在图

(b)中,假设为了保证三极管能正常工作,取各级 $U_{CE}=5V$,并假设各三极管 $U_{BE}=0.7V$,于是

$$U_{B2}=U_{C1}=5V$$

$$U_{C2}=U_{CE2}+U_{E2}=(5+5-0.7)=9.3V$$

若为三级放大,则

$$U_{B3}=U_{C2}=9.3V$$

$$U_{C3}=U_{CE3}+U_{E3}=(5+9.3-0.7)=13.6V$$

如此下去,势必使得基极和集电极的电位逐级上升,最终由于电源电压 V_{cc} 的限制而无法实现。

解决这个问题采取的措施是实现电平移动。例如在图(d)中,前一级的集电极经过一个稳压管再接至后级的基极,这样既降低了第二级基极的电位,又不致使放大倍数损失太大。缺点是稳压管的噪声较大。

图(e)的电路给出了实现电平移动的另一种方法。这个电路的后级采用了 PNP 型三极管,由于 PNP 型三极管的集电极电位比基极电位低,因此,即使耦合的级数比较多,也可以使各级获得合适的工作点,而不至于造成电位逐级上升。所以,这种 NPN、PNP 型三极管的耦合方式无论在分立元件或者集成的直接耦合电路中都经常被采用。

在某些情况下,当输入电压等于零时,希望输出电压也为零,此时除了电平移动以外,还需用正、负两路直流电源。

2. 零点漂移

直接耦合带来的第二个问题是零点漂移,这是直接耦合电路最突出的问题。如果将一个直接耦合放大电路的输入端对地短路,并调整电路使输出电压也等于零,从理论上说,输出电压应一直为零保持不变,但实际上,输出电压将离开零点,缓慢地发生不规则的变化(见图 3-9),这种现象称为零点漂移。

产生零点漂移的主要原因有以下几点:

①温度变化的影响。我们知道,晶体管的主要参数 U_{BE} 、 β 和 I_{CBO} 都会随温度的变化而改变,从而引起静态工作点的变动。在直接耦合多级放大电路中,输入级(前级)静态工作点的漂动虽然不大,但经过逐级放大后就会对末级有很大的影响,有可能使末级晶体管进入截止区或饱和区,使放大电路不能正常工作。

②电源电压波动的影响。电子设备所用的直流电源大多是电网的交流电经过整流和稳压后获得。虽然这种稳压电源波动很小(一般只有 $1mV\sim 2mV$),但在直接耦合多级放大电路中,将这种微小的波动逐级放大后,输出端也会产生明显的零点漂移。

③电路元件参数随时间产生的波动。任何元件都会随时间的推移逐渐老化,从而造成放大电路产生零点漂移。

在以上各种原因中,温度的变化是产生零点漂移的主要原因。

为了抑制零点漂移,常采用以下措施:

①引入直流负反馈以稳定静态工作点来减小零点漂移。分压式工作点稳定电路就是基于这种思想而引出的电路。

②利用热敏元件补偿放大管的零点漂移,例如,在放大电路中,接入另一个对温度敏

感的元件,如热敏电阻、半导体二极管等,使该元件在温度变化时产生的零点漂移,能够抵消放大三极管产生的零点漂移。例如,在图 3-10 中,放大管 VT_1 的基极引入了另一个接成二极管的三极管 VT_2 。当温度升高时,放大管的集电极电流 I_{C1} 将增大,但与此同时, VT_2 的发射结电压 U_{BE2} 将减小,使 VT_1 的基极电位 U_{B1} 降低,导致 I_{C1} 减小,从而补偿了输出端的零点漂移。在集成运算放大电路中常常采用这种措施抑制零漂。

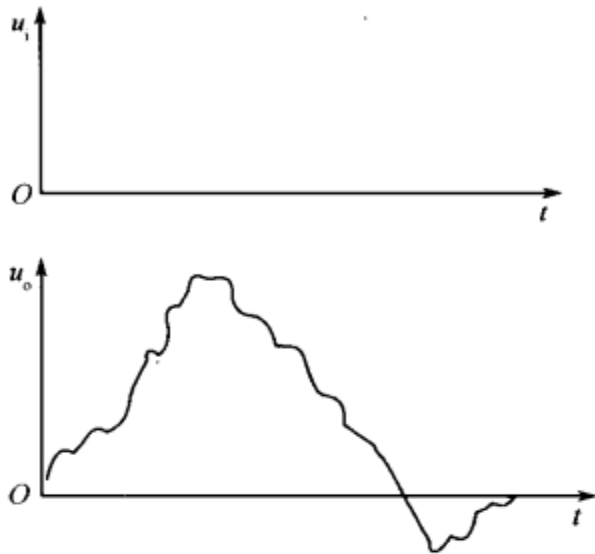


图 3-9 零点漂移

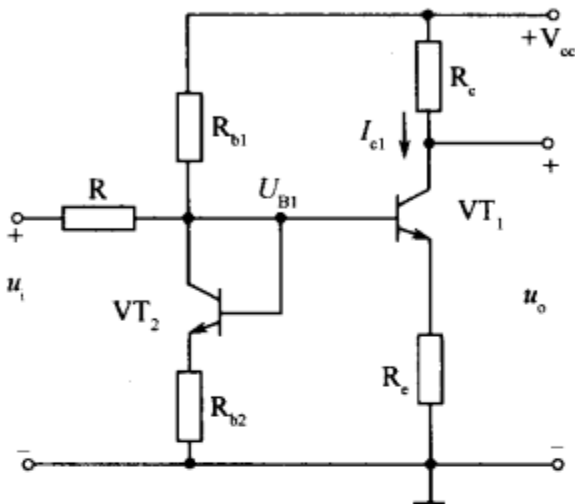


图 3-10 利用热敏元件补偿零点漂移

③将两个参数对称的单管放大电路接成差分放大的结构形式,使输出端的零点漂移互相抵消。这种措施十分有效而且比较容易实现,实际上,集成运算放大电路的输入级基本上都采用差分放大的结构,这在后面章节中还要具体介绍。

二、直接耦合电路定量分析

直接耦合放大电路静态工作点的计算过程比阻容耦合电路复杂。由于前、后级之间存在直流通路,因此它们的静态工作点互相有影响,而不能各级独立进行计算。在分析具体的电路时,为了简化计算过程,常常首先找出最容易确定的环节,然后计算其他各处的静态电位和电流。

例 在图 3-11 所示的两级直接耦合放大电路中,已知: $R_{b1}=240\text{k}\Omega$, $R_{c1}=3.9\text{k}\Omega$, $R_{c2}=500\Omega$,稳压管 ZD 的工作电压 $U_z=4\text{V}$,三极管 VT_1 的 $\beta_1=45$, VT_2 的 $\beta_2=40$, $V_{cc}=24\text{V}$,设 $U_{BEQ1}=U_{BEQ2}=0.7\text{V}$,试计算各级的静态工作点。

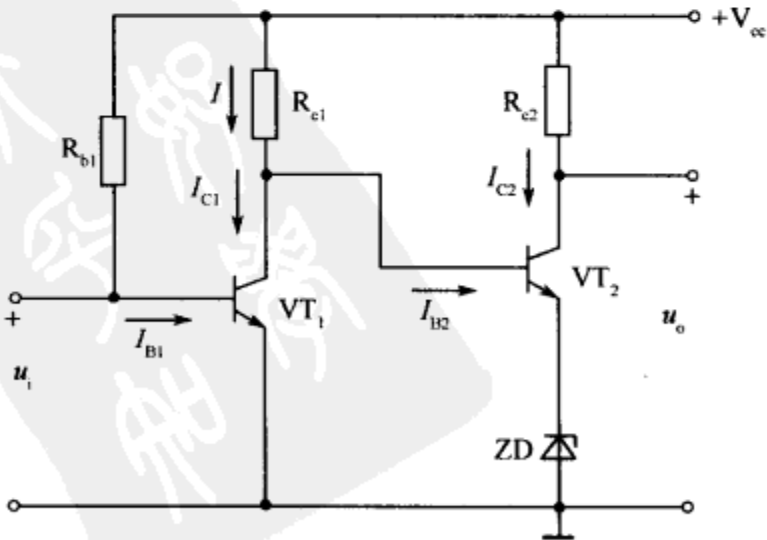


图 3-11 示例电路图

解:根据已知条件可得

$$U_{CQ1}=U_{BEQ2}+U_Z=0.7+4=4.7V$$

$$I=\frac{V_{cc}-U_{CQ1}}{R_{c1}}=\frac{24-4.7}{3.9}=4.95mA$$

$$I_{BQ1}=\frac{V_{cc}-U_{BEQ1}}{R_{b1}}=\frac{24-0.7}{240}\approx0.1mA$$

$$I_{CQ1}=\beta_1 I_{BQ1}=45\times0.1=4.5mA$$

所以

$$I_{BQ2}=I=I_{CQ1}=4.95-4.5=0.45mA$$

$$I_{CQ2}=\beta_2 I_{BQ2}=40\times0.45=18mA$$

$$U_{CQ2}=V_{cc}-I_{CQ2}R_{C2}=24-18\times0.5=15V$$

$$U_{CEQ2}=U_{CQ2}-U_{EQ2}=15-4=11V$$

为便于理解,下面对三种耦合电路作一比较,见表 3-1 所列。

表 3-1 三种耦合方式的比较

耦合方式	阻容耦合	直接耦合	变压器耦合
优点	各级静态工作点互不影响,结构简单	能放大变化缓慢的信号,适于集成化	各级静态工作点互不影响,有阻抗变换作用
缺点	不能反映直流成分的变化。不适合放大变化缓慢的信号,不适于集成化	各级静态工作点互相影响且有零点漂移现象	不能反映直流成分的变化。不适合放大变化缓慢的信号,不适于集成化
应用	主要应用在分立元件交流放大电路中	主要应用在集成放大电路和直流放大电路中	主要应用在低频功率放大电路和调谐放大电路中

＊ 阅读材料 退耦(去耦)电路

退耦电路是多级放大器电路中特有的电路,它的作用是消除多级放大器电路各级之间有害的干扰。退耦电路如图 3-12 所示,电路中的 R 和 C 构成这两级放大器之间的退耦电路。

电路中,VT₁、VT₂分别构成两级阻容耦合放大器,前级和后级均为共发射极放大电路,共发射放大电路有一个特性,就是它的输出信号电压相位与输入信号电压相位相反。设电路中没有退耦电容 C,并设某瞬间在 VT₁基极上信号电压在增大,即为“+”。由于共发射极放大器的输出信号电压相位与输入信号电压相位相反,这样 VT₁集电极上的信号电压相位为“-”,VT₂基极信号电压相位为“-”,VT₂集电极上的信号电压相位为“+”,由于直流电源+V_{cc}不可避免地存在内阻 R₀(+V_{cc}等效 U₀和 R₀串联电路,如图 3-12 中虚线内电路),VT₂集电极信号电流流过 R₀时,R₀产生了信号压降,即电路中的 M 点有信号电压,且相位为“+”(+V_{cc}端对交流而言是接地,这是理想情况,即不考虑电源的内阻

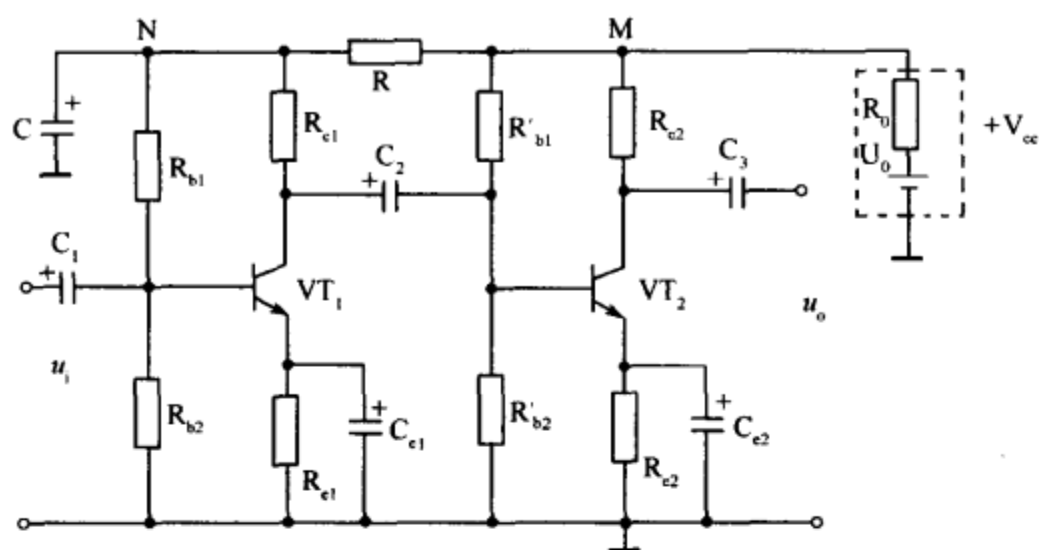


图 3-12 退耦电路

R_0)。M点的这一信号经 R 加到 N 点, N 点信号电压相位也为“+”, 通过 R_{b1} 、 R_{b2} 分压后又加到 VT_1 的基极上, 与 VT_1 基极上的原信号同相位, 使 VT_1 的基极信号电压更大(同相位相加)。 VT_1 、 VT_2 放大的信号进一步加大, 反馈到 VT_1 基极的信号更大, 再通过上述电路的一系列正反馈, 使 VT_1 中信号很大而产生自激, 出现啸叫声, 这便是多级放大器电路中有害交流引起的电路啸叫现象。

在接入退耦电容 C 后, 电路中 N 点上的正极性信号被 C 旁路到地端, 而不能加到 VT_1 的基极, 这样多级放大器电路中就不能产生正反馈过程, 达到消除自激的目的。

电路中, 接入退耦电阻 R 之后, 可以进一步提高退耦效果, 因为电路中 M 点的信号电压被 R 和 C 构成的分压电路进行了衰减, 比不接入 R 时的 N 点信号电压还要小, 所以退耦效果更好。

另外, 退耦电容 C 除起退耦作用外, 还对直流工作电压具有滤波的作用。退耦电阻 R 除具有加强退耦的作用外, 还为前级放大器电路提供直流工作电压。

第四章 放大电路的频率响应

频率响应是衡量放大电路对不同频率输入信号适应能力的一项技术指标。本章首先介绍频率响应的基本概念,然后定性分析阻容耦合放大电路的频率响应,使读者对放大电路的频率响应有一个基本的认识 and 了解。

第一节 频率响应基本概念

一、幅—频特性和相—频特性

在阻容耦合放大电路中,由于存在级间耦合电容、发射极旁路电容及三极管的结电容等,它们的容抗将随频率的变化而变化,故当信号频率不同时,放大电路输出电压相对于输入电压的幅值和相位都会发生变化。放大电路的电压放大倍数与频率的关系称为幅—频特性;输出电压相对于输入电压的相位移与频率的关系称为相—频特性;两者统称频率特性。图 4-1 是单级阻容耦合放大电路的幅—频特性和相—频特性。

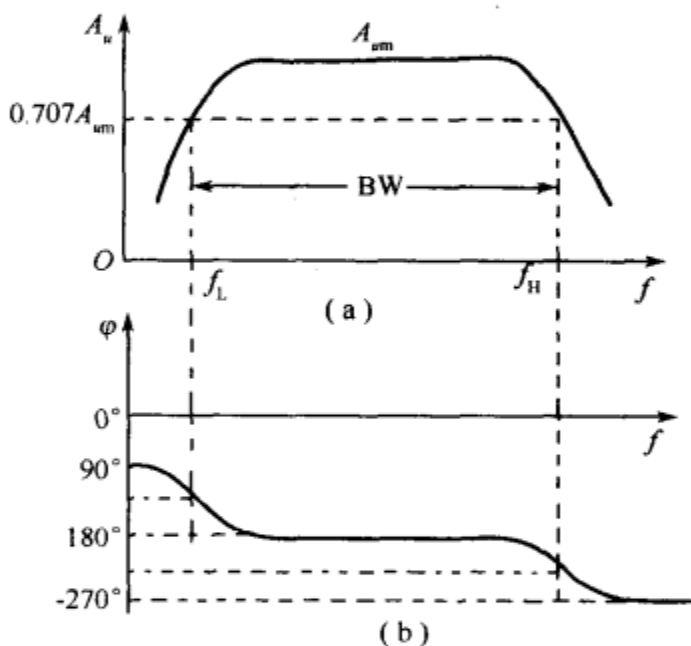


图 4-1 单管共射放大电路的频率特性
(a)幅频特性;(b)相频特性。

二、下限频率、上限频率与通频带

由图 4-1 可以看出,在中频范围内,电压放大倍数的幅值基本不变,相角 φ 大致等于 180° ,而当频率降低或升高时,电压放大倍数的幅值都将减小,同时产生超前或滞后的附加相位移。

通常将中频段的电压放大倍数称为中频电压放大倍数 A_{um} ,并规定当电压放大倍数下降到 $0.707A_{um}$ (即 $\frac{1}{\sqrt{2}}A_{um}$) 时相应的低频频率和高频频率分别称为放大电路的下限频率 f_L 和上限频率 f_H ,二者之间的频率范围为通频带 BW,即

$$BW = f_H - f_L$$

通频带的宽度表征放大电路对不同频率输入信号的响应能力,是放大电路的重要指标。

三、频率失真

在实际应用中,放大电路的输入信号往往不是单一频率的正弦波,其中包含基波和各

种频率的谐波,对低频放大电路而言,频率范围通常在几十赫至上万赫之间。所以当信号电压是一非正弦波时,其中各次谐波的放大倍数不一样,不能均匀放大,而引起频率失真,如图 4-2 所示。

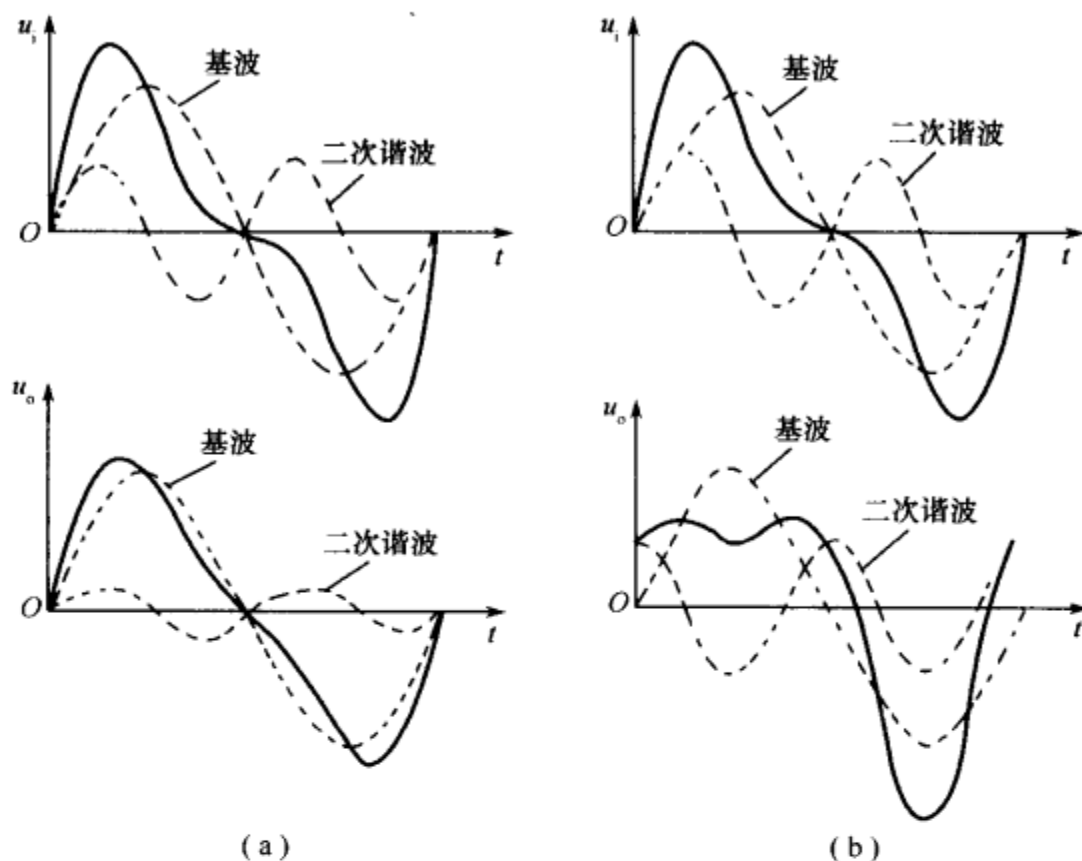


图 4-2 频率失真
(a)幅频失真;(b)相频失真。

图(a)、(b)中的两个输入电压 u_i 均包含基波和二次谐波。图(a)表示,由于对两个谐波成分的放大倍数的幅值不同而引起幅-频失真;图(b)表示,由于两个谐波通过放大电路后产生的相位移不同而引起相-频失真。

为了避免产生显著的频率失真,非正弦信号中幅值较大的各次谐波频率都应该在通频带的范围内。另外,有些放大电路确实要输入不同频率的信号,例如,晶体管伏特计中的放大电路,对不同频率信号的电压放大倍数应该尽量做到一样,以免引起误差。以上说明,在实际应用中对放大电路的通频带有一定的要求。

重点提示:频率失真与非线性失真相比,虽然从现象来看,同样表现为输出信号不能如实反映输入信号的波形,但是这两种失真产生的原因根本不同。前者是由于放大电路的通频带不够宽,因而对不同频率的信号响应不同而产生的;而后者是由于放大器件的非线性而产生的。

第二节 放大电路的频率响应

下面取阻容耦合放大电路的一级来分析它不同频段(将低频范围分为低、中、高三个频段)的频率特性,如图 4-3 所示。

图中的 C_e 是晶体管的集电结电容、导线分布电容及后级(或负载)输入电容的等效电容,可看作与放大电路的输出端并联,其数值很小,大约为几百皮法。

在中频段,由于 C_1 、 C_2 和 C_e 的电容较大,故对中频段信号的容抗($X_c = \frac{1}{2\pi fC}$)很小,

可看做短路。 C_o 的电容很小,它对中频段信号的容抗很大,可看作开路。所以,在中频段,电容不影响交流信号的传送,放大电路的放大倍数与信号频率无关,输出信号对输入信号的相位差为 180° 。上面所介绍的单级放大电路输出电压与输入电压反相,就是对中频段而言的。前面所述的计算交流放大电路的电压放大倍数,也是指中频段的电压放大倍数。

在低频段,由于信号频率较低,故耦合电容和发射极旁路电容对交流信号的容抗都比较大,其分压作用不能忽略。低频时, C_o 的容抗比中频时更大,仍看作开路。放大电路的低频等效电路如图 4-4 所示。

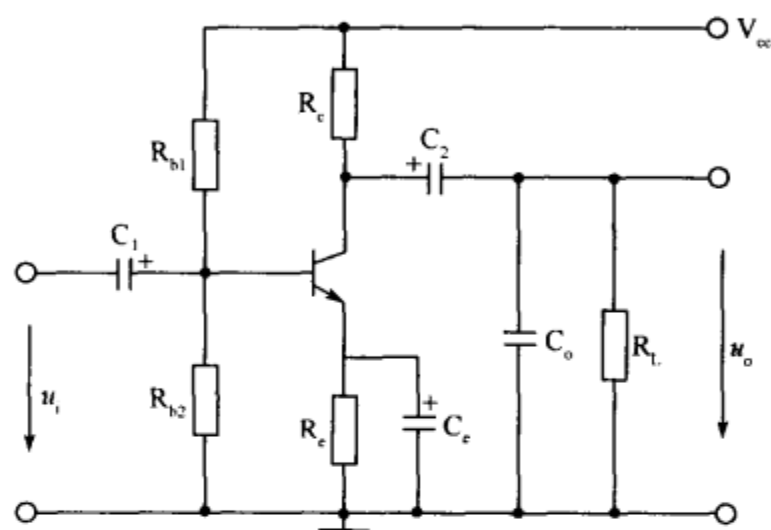


图 4-3 阻容耦合放大电路的一级

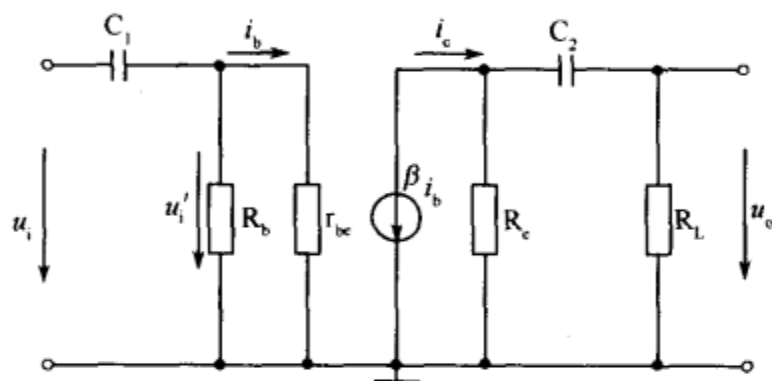


图 4-4 放大电路低频等效电路

为了简化分析,先将 C_e 略去(看作对低频信号短路)。图中 $R_b = R_{b1} // R_{b2}$,从输入电路看,由于 C_1 的容抗不能忽略,故信号电流将在 C_1 上产生压降,即 u_i 被分压,实际送入三极管输入端的信号 u'_i 比 u_i 要小,故放大倍数要降低。

同时, C_1 还会产生附加相位移,根据 RC 电路理论, u'_i 在相位上超前于 u_i , C_1 的容抗愈大,相位超前愈多。从输出电路看由于 C_2 的容抗不能忽略,故 C_2 将与 R_L 分压,使实际输出信号减小,并使 u_o 相对于 u_i 发生超前的相位移。另外,还要考虑旁路电容 C_e 的影响。随着频率的降低, C_e 的容抗增大,它对发射极电阻的旁路作用越来越差,放大倍数因而降低,并产生附加相位移。这就是频率特性上在低频段发生放大倍数降低和超前的相位移的原因。

为了使通频带向低频端扩展, C_1 、 C_2 和 C_e 均应选得大一些。根据经验和理论计算,可取 C_1 和 C_2 为几微法到几十微法, C_e 可取几十微法到几百微法。

在高频段,由于频率比较高, C_1 、 C_2 和 C_e 的容抗比中频段时更小,故皆可看作短路而不予考虑。但 C_o 在高频时的容抗将减小,其分流作用不能忽略,这时它与输出端电阻 R_c 和 R_L 并联,使总阻抗减小,因而使输出电压减小,电压放大倍数降低,输出与输入电压间的相位也发生变化。此外,在高频段电压放大倍数的降低,还由于高频时电流放大系数 β 下降之故。

第五章 放大电路的负反馈

所谓反馈,就是将放大电路的输出量(电流或电压)的一部分通过一定的方式返回到放大器的输入端。反馈不仅是改善放大电路性能的重要手段,而且也是电子技术中常用的基本概念。本章从四种常用的负反馈电路出发,归纳出反馈的一般表达式,并由此讨论负反馈对放大电路的影响,在本章的最后,介绍负反馈放大电路产生自激的条件及常用的校正措施。

第一节 反馈的分类

前面介绍放大器电路工作原理时,都是信号从放大器输入端传输到输出端,而反馈电路要将放大器输出端的一部分输出信号再添加到放大器的输入端,让放大器重新放大反馈回来的信号。反馈电路的这一工作过程可以用图 5-1 所示的反馈电路来说明。

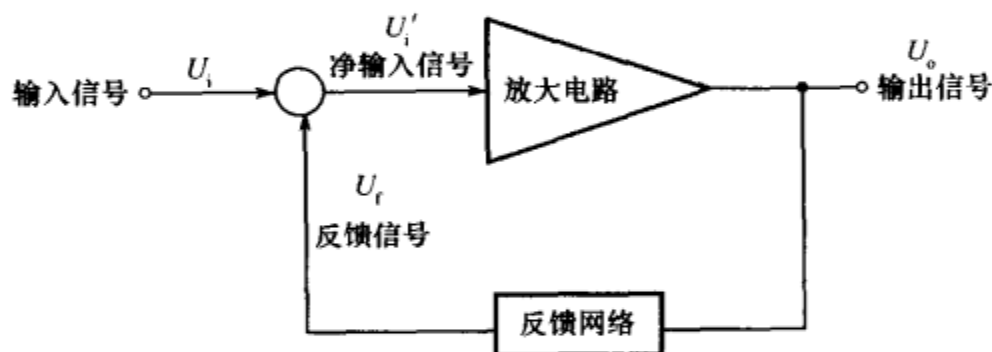


图 5-1 反馈电路方框图

从图中可以看出,输入信号 U_i 从输入端加到放大电路中进行放大。放大后的输出信号 U_o 一部分加到下一级放大器电路中,另一部分信号经过反馈网络后作为反馈信号 U_f , 与输入信号 U_i 合并,作为净输入信号 U'_i 加到放大电路中。

一、负反馈、正反馈

1. 负反馈电路

在前面介绍放大电路时曾提到,放大电路本身不可避免地存在着许多缺陷。例如,放大倍数不稳定,放大过程中有各种失真,存在着噪声和其他内部干扰等,它们直接影响着放大电路的质量。为了提高放大电路的性能指标,现代电子设备中的放大电路,几乎毫无例外地都采用负反馈技术。

那么,什么是负反馈电路呢? 以图 5-1 为例,当反馈信号 U_f 相位和输入信号 U_i 的相位相反时,它们混合的结果是相减($U_i - U_f$)的,结果净输入信号 U'_i 比输入信号 U_i 要小,使放大器的输出信号 U_o 减小,引起放大器电路这种反馈过程的电路称为负反馈电路。

显然,负反馈的结果是使净输入信号变小,放大器的输出信号减小,这等效成放大器

的增益在加入负反馈电路之后减小了。负反馈放大器的增益比不加反馈电路时的放大器增益要小,所加的负反馈量越大,负反馈放大器的增益越小;反之则相反。

负反馈虽然降低了放大倍数,却使放大倍数的稳定性得到提高,失真和噪声减少,频率特性也得到了改善,因而是实现高质量放大电路的重要措施。当然,放大电路这些性能的改善是以牺牲放大电路放大倍数为代价换取来的。在工程上,往往是先设计一个高放大倍数的基本放大电路,再引入足够深的负反馈,就能得到一个性能非常优良的放大电路。本书后面将要介绍的运算放大电路就是一种高放大倍数并引入深度负反馈的集成放大电路。

2. 正反馈电路

在图 5-1 中,当反馈信号 U_f 与输入信号 U_i 同相位时,这两个信号是相加的关系,所以净输入信号 U'_i 比输入信号 U_i 大,这样放大器的输出信号 U_o 比不加反馈电路时的更大,这种反馈称为正反馈。

正反馈虽然能提高放大电路的放大倍数,却会使放大电路的稳定性变坏,甚至会产生自激振荡,因此在放大电路中较少采用。正反馈电路通常用在振荡电路中,这在后面有关章节还要具体介绍。

方法技巧: 正反馈与负反馈的判别。

为了判断引入的是正反馈还是负反馈,可以采用瞬时极性法。即先假定输入级基极电位的瞬时极性为正或负,则集电极电位的瞬时极性和它相反,而接有发射极电阻(无旁路电容)的发射极的瞬时极性和它相同,按此方法逐级定出各点电位的瞬时极性。然后,再判断反馈到输入端的信号的瞬时极性是否对净输入信号起削弱的作用。如果是削弱的,则为负反馈;反之,则为正反馈。

例如,在图 5-2 所示的放大电路中,联系后级输出电路与前级输入电路的是 R_f 和 R_{e1} 两个电阻,它们构成分压式反馈电路, R_{e1} 上分到的一部分输出电压作为反馈电压。设 VT_1 基极输入的信号为正(+),根据瞬时极性法,依次标出 VT_1 、 VT_2 各极电压极性,如图 5-2 所示。

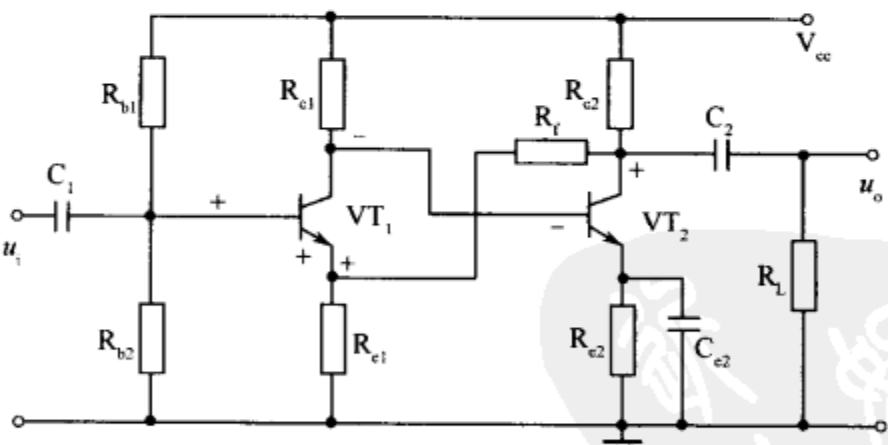


图 5-2 瞬时极性法

从图中可以看出,由于 VT_2 集电极信号极性为正(+),经 R_f 反馈到 VT_1 发射极的信号瞬时极性也为正(+),提高了 VT_1 发射极的电位,即削弱了净输入信号 U_{be} ,减小了 I_{b1} ,故为负反馈。

二、直流反馈、交流反馈

根据反馈信号本身的交、直流性质,可以分为直流反馈和交流反馈。

如果反馈信号中只包含直流成分,则称为直流反馈;若反馈信号中只有交流成分,则称为交流反馈。在很多情况下,交、直流两种反馈兼而有之。

在图 5-3(a)中,设 VT_2 发射极的旁路电容 C_e 足够大,可认为电容两端的交流信号基本为零,则从 VT_2 的发射极通过 R_f 引回到 VT_1 基极的反馈信号中将只有直流成分,因此电路中引入的是直流反馈。在图 5-3(b)中,从输出端通过 C_f 和 R_f 将反馈引回到 VT_1 的发射极,由于电容的隔直作用,反馈信号中将只有交流成分,所以这个反馈是交流反馈。

直流负反馈的作用是稳定静态工作点,而对于放大电路的各项动态性能(如放大倍数、通频带、输入及输出电阻等)没有影响。各种不同类型的交流负反馈将对放大电路的各项动态性能产生不同的影响,是用以改善电路技术指标的主要手段。

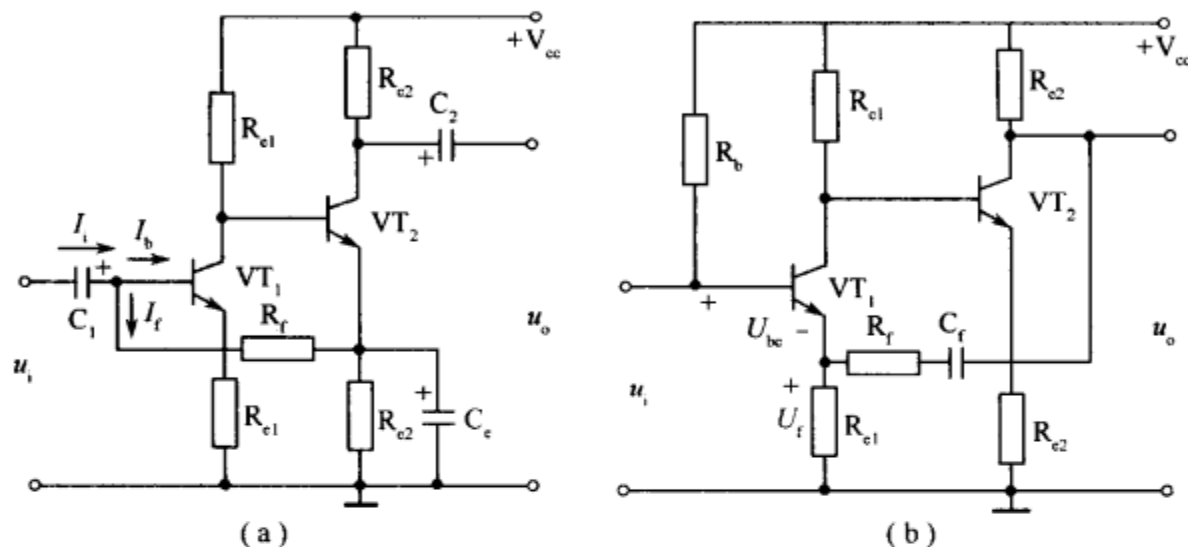


图 5-3 直流反馈和交流反馈

(a)直流反馈;(b)交流反馈。

三、电流反馈和电压反馈

根据反馈信号在放大电路输出端采样方式的不同,可以分为电压反馈和电流反馈。如果反馈信号取自输出电压,称为电压反馈;如果反馈信号取自输出电流,则称为电流反馈。

在图 5-3(a)中,如果去掉旁路电容 C_e ,则反馈信号与输出回路的电流成正比,因此是电流反馈。在图 5-3(b)中,反馈信号与输出电压成正比,属于电压反馈。

放大电路中引入电流负反馈,将使输出电流保持稳定,其结果是提高了输出电阻;引入电压负反馈,将使输出电压保持稳定,其结果是降低了电路的输出电阻。

方法技巧: 电流反馈与电压反馈的判别。

为了判断放大电路中引入的反馈是电压反馈还是电流反馈,一般可假设将输出端交流短路(即令输出电压等于零),观察此时是否仍有反馈信号:如果反馈信号不复存在,则为电压反馈;否则就是电流反馈。

四、串联反馈和并联反馈

根据反馈信号与输入信号在放大电路输入回路中求和形式的不同,可以分为串联反馈和并联反馈。

如果反馈信号与输入信号在输入回路中以电压形式求和(即反馈信号与输入信号串

联),则称为串联反馈;如果二者以电流形式求和(即反馈信号与输入信号并联),则称为并联反馈。

在图 5-3(b)中,三极管 VT_1 基极和发射极之间的净输入电压等于外加输入电压与反馈电压之差,即 $U_{be}=U_i-U_f$,说明反馈信号与输入信号以电压形式求和,因此属于串联反馈。在图 5-3(a)中,假设去掉旁路电容 C_e ,三极管 VT_1 的基极电流等于输入电流与反馈电流之差,即 $I_b=I_i-I_f$,也就是说,反馈信号与输入信号以电流形式求和,所以是并联反馈。

第二节 四种常见负反馈电路分析

在实际电子电路中,所采用的负反馈形式上是多种多样的,但总的来说它们都是从放大电路的输出信号中取出一部分作为反馈信号加到输入回路中,并与输入信号发生一定的联系。根据从放大电路输出取得反馈信号的种类(电压或电流),以及反馈信号在输入回路中的作用形式(串联或并联)不同,负反馈可以归纳为四种类型:电压并联负反馈、电压串联负反馈、电流并联负反馈和电流串联负反馈。下面结合具体电路,简要分析和判别上述四种负反馈电路。

一、电压并联负反馈

图 5-4 是电压并联负反馈电路,三极管 VT 的集电极与基极之间接有电阻 R_f ,它是联系放大电路的输出与输入的一个反馈电阻,同时, R_f 还是基极偏置电阻。

1. 负反馈判别

设某瞬间在三极管 VT 基极上的信号极性为正(+),则 VT 集电极输出的信号极性为负(-),集电极输出的这一负极性信号电压通过电阻 R_f 加到 VT 的基极,使 VT 基极上的信号电压减小,所以这是负反馈过程。

2. 电压负反馈判别

将放大器的输出端对地交流短接后,即 VT 集电极交流接地, R_f 没有信号加到 VT 的基极上,电路不存在负反馈信号,所以这是电压负反馈电路。

3. 并联负反馈判别

由 R_f 传送过来的负反馈信号与输入信号 u_i 以电流的形式求和,也就是说, R_f 传送过来的负反馈信号与输入信号 u_i 在基极并联后加到三极管基极上,所以这是并联负反馈电路。

重点提示:从图 5-4 中还可以看出,在负反馈电阻 R_f 上还并联了一只容量很小的电容 C_f ,对 C_f 的负反馈过程分析同电阻 R_f 的分析过程一样,但电容器和电阻器的特性不同,所以这一电容的负反馈原理有所不同。

①电容器具有隔直作用,这样 VT 集电极上的直流压不能通过 C_f 反馈到 VT 的基极,

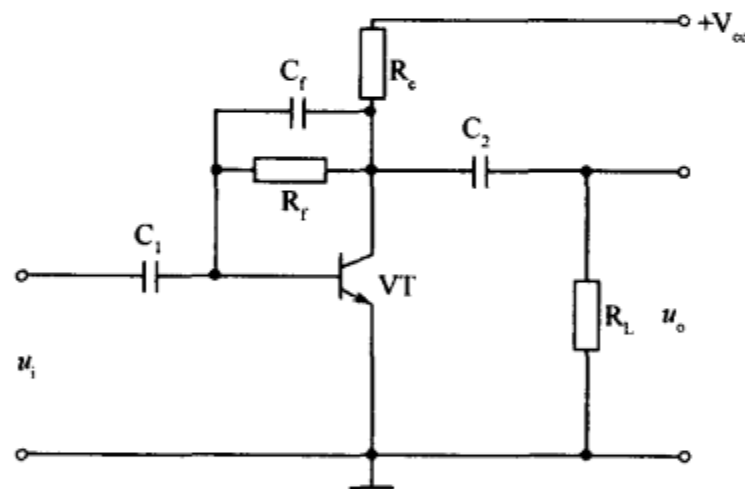


图 5-4 电压并联负反馈电路

所以 C_f 不存在直流负反馈的作用。

② C_f 的容量一般很小, 这样, C_f 对音频信号的容抗很大, 相当于开路, 所以 C_f 对音频信号也不存在负反馈的作用。

③ C_f 对于比音频频率更高的信号其容抗很小, 所以 C_f 具有高频负反馈作用。我们知道, 在放大器电路中, 会产生一些高频自激现象, 一旦出现高频自激, 放大器就不能正常工作, 当放大器设有 C_f 后, 由于 C_f 对高频信号具有强烈的负反馈作用, 可使放大器对高频放大倍数很小, 这样达到消除高频自激的目的, 因此, C_f 也称为高频消振电容。

二、电压串联负反馈

图 5-5 是一个射极输出器, 也是最常见的电压串联负反馈电路。由图可见, 射极输出器的输出电压是从射极电阻 R_e 两端取出的, R_e 不仅属于放大器的输出回路, 同时也属于输入回路。由于 R_e 的存在, 放大电路的输出电压全部反馈到输入回路中。

1. 负反馈判别

设输入电压的瞬时值升高, 则输出电压也随之升高, 而三极管的发射结电压等于输入电压与输出电压之差, 即 $U_{be} = u_i - u_o$, 实际上, 输出电压 u_o 就是反馈电压 U_f 。此反馈电压将削弱输入电压的作用, 因此是负反馈。

2. 电压负反馈判别

将放大器的输出端对地交流短接后, 即 VT 发射极交流接地, 没有反馈信号加到 VT 的基极上, 电路不存在负反馈信号, 所以这是电压负反馈电路。

3. 串联负反馈判别

反馈电压取自放大电路的输出电压, 而在输入回路中, 外加输入信号与反馈信号以电压的形式求和, 所以, 这是一个串联负反馈电路。

三、电流并联负反馈

图 5-6 是电流并联负反馈放大器电路, 也是一个典型的双管直接耦合放大器, 电路中, R_{c1} 是三极管 VT_1 的集电极负载电阻, 同时又是三极管 VT_2 的上偏置电阻。 R_{c2} 是 VT_2 的集电极负载电阻, R_{e2} 是 VT_2 的发射极电阻, VT_1 的基极偏置电阻是 R_f , 同时, R_f 也是一个负反馈电阻。

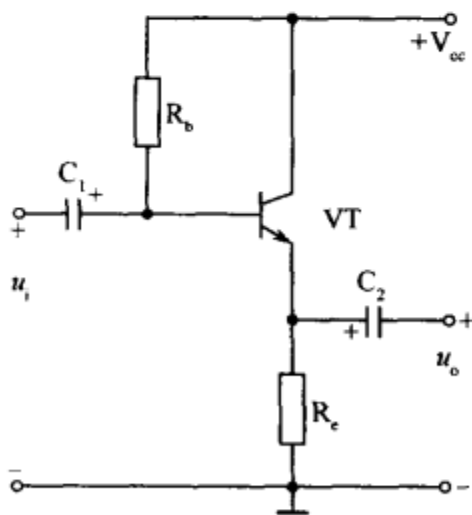


图 5-5 电压串联负反馈电路

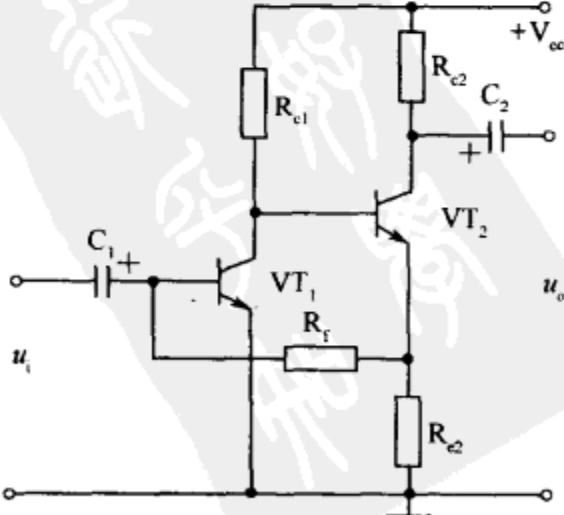


图 5-6 电流并联负反馈

1. 负反馈判别

设输入电压的瞬时值升高,则 VT_1 基极为正 $\rightarrow VT_1$ 集电极为负 $\rightarrow VT_2$ 基极为负 $\rightarrow VT_2$ 发射极为负,经 R_f 反馈后,削弱了 VT_1 基极的输入信号,因此是负反馈。

2. 电流负反馈判别

将输出端对地交流短接,即 VT_2 集电极交流接地,此时, VT_2 的发射极电流仍然流过电阻 R_{e2} ,在 R_{e2} 上仍然有信号通过 R_f 加到 VT_1 基极上,电路的负反馈信号仍然存在,所以这是电流负反馈电路。

3. 并联负反馈判别

在输入回路中,外加输入信号与反馈信号以电流的形式求和,所以是电流反馈。

四、电流串联负反馈

图 5-7 是一种十分常见的分压式共发射极放大电路,也是一种典型的电流串联负反馈电路,发射极电阻 R_e 是联系放大电路的输出回路和输入电路的,也称为负反馈电阻。

1. 负反馈判别

设输入电压为 u_i ,反馈电压为 U_f ,则 $U_{be} = u_i - U_f$,可见, $U_{be} < U_i$,也就是说, U_f 削弱了输入信号,故为负反馈。

2. 电流负反馈判别

将输出端对地交流短接,即 VT 集电极交流接地,此时,VT 的发射极电流仍然流过电阻 R_e ,电路的负反馈信号仍然存在,所以这是电流负反馈电路。

3. 串联负反馈判别

反馈电压取自放大电路的发射极电压,而在输入回路中,外加输入信号与反馈信号以电压的形式求和,所以,这是一个串联负反馈电路。

重点提示:图 5-7 所示电路中,由于发射极电阻 R_e 两端没有并接交流旁路电容 C_e ,所以, R_e 是一个交直流负反馈电阻,其直流负反馈的作用是稳定静态工作点,稳定过程是:当输出电流 I_C 增大时,它通过 R_e 而使发射极电位 U_E 升高,因为基极电位 U_B 被 R_{b1} 和 R_{b2} 分压而固定,于是输入电压 U_{BE} 就减小,从而牵制 I_C 的变化,致使静态工作点趋于稳定。 R_e 除通过直流外,还通过交流,对交流而言,也起负反馈作用。

值得注意的是,当 VT 发射极接有旁路电容 C_e ,则 R_e 只起直流负反馈的作用,无交流负反馈。

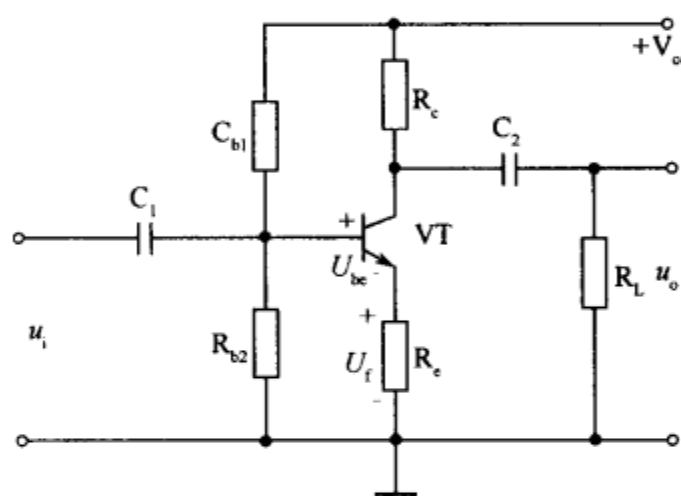


图 5-7 电流串联负反馈

第三节 反馈的一般表达式

各种不同的放大电路可用图 5-8 所示的方框图表示,图中, X_i 表示输入信号, X_o 表示输出信号, X_i' 表示净输入信号, X_f 表示反馈信号,它们可能是电压量,也可能是电流量。图中上面一个方块表示放大网络,无反馈时放大网络的放大倍数用 A 表示,也称为

开环放大倍数,即

$$A = \frac{X_o}{X_i'}$$

图中下面一个方块表示反馈网络,反馈系数用 F 表示,即

$$F = \frac{X_f}{X_o}$$

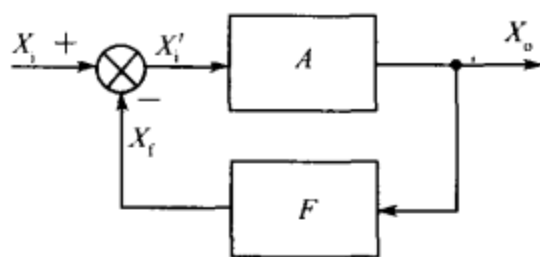


图 5-8 反馈放大电路方框图

信号在放大网络中为正向传递,在反馈网络中为反向传递。信号传递的方向如图中箭头所示。图中的符号 \otimes 表示求和环节,外加输入信号 X_i 与反馈信号 X_f 经过求和环节后得到净输入信号 X_i' ,再送到放大网络。

加入负反馈的放大电路的放大倍数称为闭环放大倍数,用 A_f 表示,即

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{AX_i'}{X_i' + X_f} = \frac{A}{1 + \frac{X_f}{X_i'}} = \frac{A}{1 + \frac{X_o}{X_i'} \cdot \frac{X_f}{X_o}} = \frac{A}{1 + AF}$$

式中: $1+AF$ 称为反馈深度,它告诉我们,加入负反馈后,放大电路的放大倍数减小到没有负反馈时的 $\frac{1}{1+AF}$, $1+AF$ 越大,放大倍数减小的越多,因此, $1+AF$ 的值反映着反馈深度。

例 图 5-9 是串联电流负反馈电路, R_e'' 是交直流反馈电阻, 设三极管 VT 的 $\beta=40$, 输入电阻 $r_{be}=1\text{k}\Omega$, 信号源内阻 $R_s=0$ 。试求电压放大倍数 A_{uf} , 并计算未引入交流负反馈(即将 C_e 的正端接到三极管 VT 的发射极)时的电压放大倍数 A_u 。

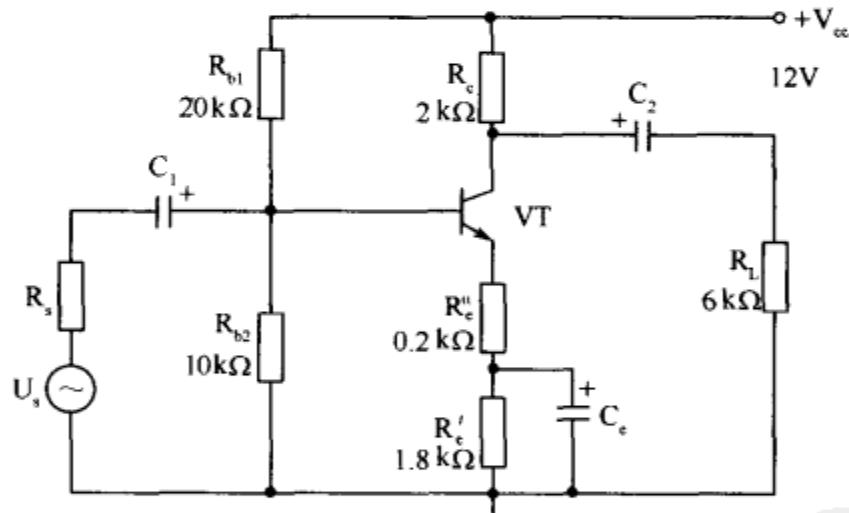


图 5-9 示例电路图

解:从电路中可以看出, R_e' 只具有直流负反馈的作用, 而 R_e'' 则具有直流和交流双重负反馈的作用, 因此, 可知该放大电路的闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = -\frac{\beta R_L'}{r_{be} + (\beta + 1)R_e''} = -\frac{40 \times \frac{2 \times 6}{2 + 6}}{1 + (40 + 1) \times 0.2} = -6.5$$

重点提示:放大电路的开环放大倍数为

$$A_u = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} = -\frac{40 \times 1.5}{1} = -60$$

可见,引入负反馈后,电压放大倍数下降很多。

第四节 负反馈对放大电路的影响

放大器引入负反馈电路后,虽然放大倍数有所下降,但可以提高放大器的稳定性,而且还远不止于此,采用负反馈还可以改善放大器的其他性能,例如,减小放大器的非线性失真,扩宽频带,降低噪声以及根据需要灵活改变放大电路的输入电阻和输出电阻等。下面简要进行介绍。

一、提高放大倍数的稳定性

放大电路引入负反馈以后得到最直接、最显著的效果就是提高放大倍数的稳定性。在输入信号一定的情况下,当电路参数变化、电源电压波动或负载发生变化时,由于引入了负反馈,放大电路输出信号的波动将大大减小,也就是说放大倍数的稳定性提高了。下面简要分析负反馈对稳定放大倍数所起的作用。

设由于某种原因使开环放大电路的放大倍数由 A 变化到 A' ,则加入负反馈后,相应的闭环放大倍数由 A_f 变化到 A'_f ,则

$$\Delta A_f = A_f - A'_f = \frac{A}{1+AF} - \frac{A'}{1+A'F} = \frac{A-A'}{(1+A'F)(1+AF)} = \frac{\Delta A}{(1+A'F)(1+AF)}$$

为了比较有无负反馈时放大电路放大倍数的相对变化,将上式两边同除以 A'_f ,得

$$\frac{\Delta A_f}{A'_f} = \frac{\Delta A}{A'_f(1+A'F)(1+AF)} = \frac{\Delta A}{A'(1+AF)} = \frac{\Delta A}{A'} \cdot \frac{1}{1+AF}$$

上式表明,负反馈放大电路的闭环放大倍数 A_f 的相对变化量,等于无反馈时放大网络放大倍数 A 的相对变化量的 $\frac{1}{1+AF}$,也就是说,引入负反馈后,放大倍数下降为原来的 $\frac{1}{1+AF}$,但放大倍数的稳定性却提高了 $(1+AF)$ 倍,负反馈越深,稳定性越好。

二、减小非线性失真

由于放大器件特性曲线的非线性,当输入信号为正弦波时,输出信号的波形可能不再是一个真正的正弦波,而将产生或多或少的非线性失真,当信号幅度比较大时,非线性失真现象更为明显。例如,由于三极管输入特性曲线的非线性,当 u_{BE} 为正弦波时, i_B 波形出现了失真,如图 5-10 所示。

从谐波分析的角度看,一个非正弦波可以看成是由基波和一系列谐波合成的,例如,在图 5-10 中, i_B 波形的可以看成由基波和二次谐波合成。由此可见,非线性失真的实质是在放大电路的输出波形中产生了输入信号原来没有的谐波成分。

负反馈能够减小放大器非线性失真的原理,可以用图 5-11 所示电路图来说明。

图 5-(a)所示电路是没有加负反馈时的情况,输入放大器的信号 u_i 是一个标准的正弦信号,由于放大器存在非线性的失真,使经过这一放大器电路放大后的信号成为一个大

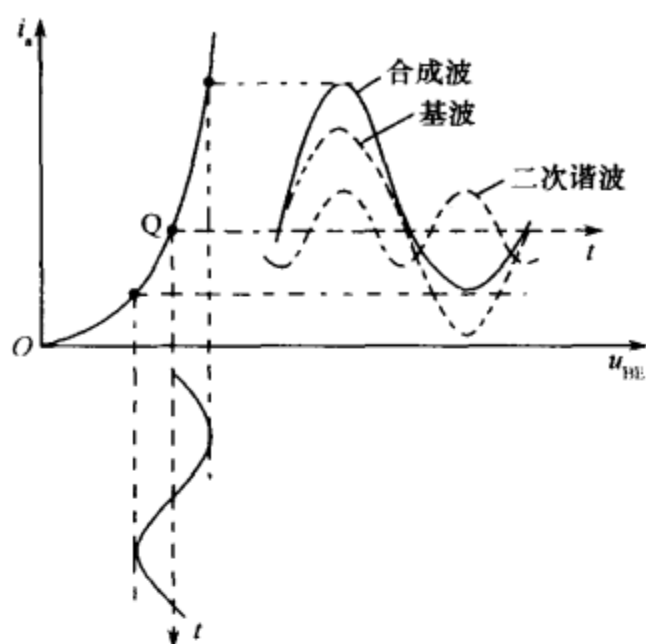


图 5-10 i_b 波形的非线性失真

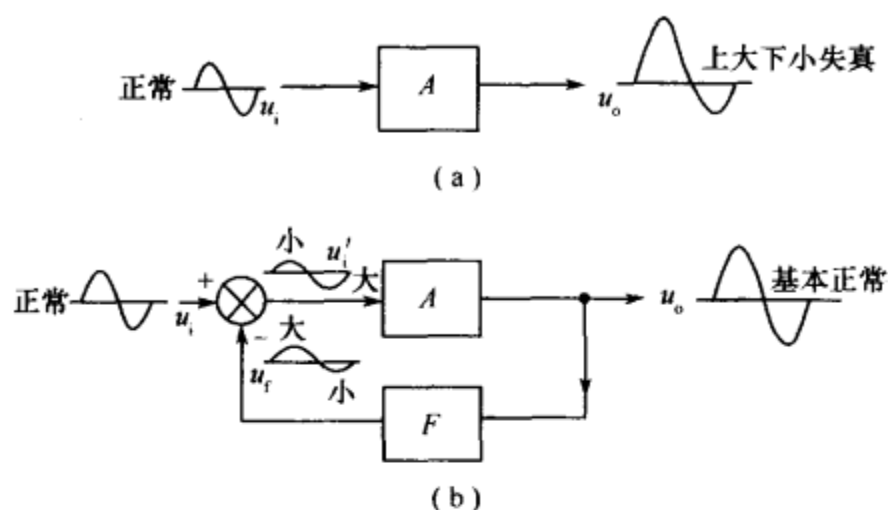


图 5-11 负反馈改善非线性失真示意图
(a)无反馈; (b)引入负反馈。

小头失真的信号,见图中输出信号波形。它的正半周幅度大于负半周幅度,这说明了放大器对正半周信号的放大量大于对负半周信号的放大量。

在放大器中加入负反馈电路之后,信号的放大和负反馈过程可以用图 5-11(b)所示电路来说明。由于放大器输出信号存在大小头的失真,所以通过负反馈电路后的负反馈信号也有这样的大小头失真,见图中的负反馈信号 u_f 波形。由于是负反馈,所以输入信号 u_i 与负反馈信号 u_f 之间相减,因为信号 u_f 的正半周大,负半周小,所以与输入信号 u_i 相减后的净输入信号也是一个大小头失真的信号,见图中 u_i' 波形,这是正半周小、负半周大的失真。

由于放大器本身存在非线性失真,即对正半周信号的放大量大于对负半周信号的放大量,这样净输入信号的正半周小,得到的放大量大;而净输入信号的负半周大,得到的放大量小,放大器输出信号的正、负半周幅度相差的量减小了。由此可见,加入负反馈电路之后,放大器可以降低非线性失真。

三、降低噪声

放大电路除放大有用的信号外,在放大过程中,电路元件的热噪声和晶体管噪声也会和有用的信号一起被放大,如果负载是扬声器或耳机,就可以听到“沙沙”的噪声。判断一个放大电路有没有噪声输出,可以将输入端短路,如果输出端仍有电压输出,一般都是噪声信号。

为什么负反馈能够减小内部噪声呢? 这跟负反馈减少非线性失真的道理是相似的,因为内部噪声可以看成是放大电路非线性失真产生的谐波成分,因而也可以利用负反馈作用进行有效的抑制。

需要说明的是,噪声对有用信号的干扰,不决定于噪声的绝对值大小,而决定于放大电路输出信号与噪声的功率比值,简称为信噪比,这就是说,信噪比是评价有用信号受噪声干扰程度的重要指标,信噪比越大,噪声的有害影响越小。实际上,放大电路引入负反馈后,对于有用输入信号和内部噪声的放大倍数同时降低了,虽然输出端的信噪比并没

有减小,但负反馈毕竟把噪声给削弱了,而输出端有用信号的衰减,却可以人为地通过增大输入信号的幅度来弥补,这就达到了提高输出信噪比的效果。

如果不允许或不可能提高负反馈放大电路的输入信号电压,则不能通过负反馈来提高输出信噪比。另外,对于随同输入信号进入放大电路的噪声也是无法通过负反馈加以抑制的。

四、展宽频带

负反馈也可以改变放大电路的频率特性。在中频段,开环放大倍数 A 较高,反馈信号也较高,因而使闭环放大倍数 A_f 降低得较多。而在低频段和高频段, A 较低,反馈信号也较低,因而使 A_f 降低得较少。这样,就将放大电路的通频带展宽了,如图 5-12 所示。当然,这也是以牺牲放大倍数为代价的。

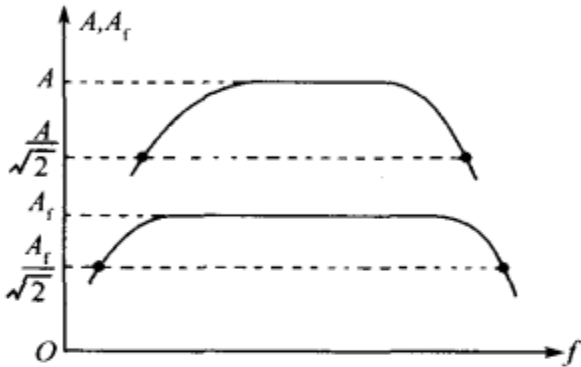


图 5-12 负反馈展宽通频带

五、改变输入电阻和输出电阻

放大电路引入不同的负反馈后,对输入电阻和输出电阻将产生不同的影响,人们经常利用各种不同的负反馈来改变输入电阻和输出电阻,以满足实际工作中提出的特定要求。

负反馈对放大电路输入电阻和输出电阻的影响,具体分析起来比较复杂,一般而言,对于并联负反馈,由于反馈信号是与原有输入信号并联的,输入电阻都会减小;对于串联负反馈,由于反馈信号是与原有输入信号串联的,输入电阻都会增大;对于电压负反馈,都起着稳定输出电压的作用,相当于降低了输出电阻;对于电流负反馈,都起着稳定输出电流的作用,相当于提高了输出电阻。为便于记忆,表 5-1 列出了四种负反馈放大电路的阻抗变化情况。

表 5-1 四种负反馈放大电路的阻抗变化情况

负反馈类型	电压并联	电压串联	电流并联	电流串联
输入电阻	减小	增大	减小	增大
输出电阻	减小	减小	增大	增大

第五节 负反馈放大电路的自激及校正

前面已介绍,引入负反馈能够改善放大电路的各项性能指标,但是,对于多级放大电路而言,过深的负反馈可能会引起放大电路产生自激现象。所谓自激,是指放大电路的输入端不加信号,在其输出端也会有一定频率和幅度的输出波形。在这种情况下,输出信号不受输入信号的控制,放大电路失去了放大作用。下面简要分析自激产生的原因及校正措施。

一、自激产生条件

当负反馈放大器电路同时满足下列两个条件时,放大器将产生自激。

1. 相位正反馈条件

负反馈放大器电路通过负反馈之后,负反馈信号与输入信号之间相位相反,即它们之间相差 180° ,所以这两个信号混合后相减。若负反馈信号在负反馈放大器电路中又产生了 180° 的附加相移(由前面放大器相-频特性可知,放大器对不同频率的信号会产生不同的附加相位移),这样当负反馈信号从放大器输出端反馈到放大器输入端时,已经移相 360° ,结果与输入信号之间是同相位的关系,导致两个相加,这是正反馈过程。正反馈的结果使信号越反馈,放大后越大,便产生自激。

例如:由图 5-13 可见,阻容耦合单管共发射极放大电路在中频段时,移相角 $\varphi = -180^\circ$,而在低频段和高频段,还将分别产生 $0^\circ \sim 90^\circ$ 或 $0^\circ \sim -90^\circ$ 的附加相移 $\Delta\varphi$,显然,如为两级放大电路,可以产生 $0^\circ \sim \pm 180^\circ$ 的附加相移,而对于三级放大电路,附加相移可达 $0^\circ \sim \pm 270^\circ$,如果当信号为某个频率时,附加相移等于 180° ,即可满足自激振荡的相位条件。

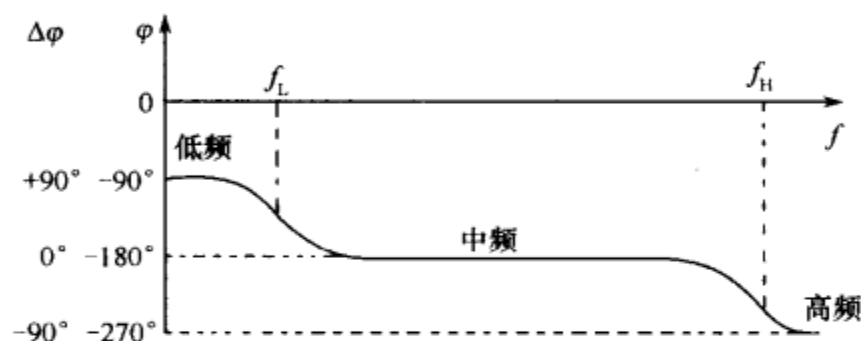


图 5-13 阻容耦合单管放大电路相频特性

重点提示:放大器电路对信号相位的附加相移量与信号频率有关,不同频率信号的相移量不同,只有一个频率的信号附加相移为 180° ,所以当负反馈放大器电路出现自激时,输出叫声为单频率,不像一般噪声的频率范围较宽,对这种单频叫声称为啸叫。

2. 幅度条件

放大器对产生正反馈的信号具有放大能力,只要放大倍数大于 1 即可。对于负反馈放大器而言,这一点不成问题,因为放大器电路本身具有放大作用。

二、自激校正措施

根据以上分析可知,对于三级或三级以上的放大电路,当满足相位和幅度条件时,负反馈放大电路就可能出现自激现象,从而影响放大器的正常工作,所以必须加以抑制。根据自激产生的机理,只要破坏产生自激两个条件中的一个条件,自激就不能发生。实际电路中,经常采用电容或 RC 元件组成的校正网络,以破坏相位条件来消除自激振荡。

1. 电容校正

比较简单的消振措施是在负反馈放大电路的适当地方接入一个电容,如图 5-14(a) 所示。

接入的电容相当于并联在前一级的负载上,在中、低频时,由于容抗很大,所以这个电容基本不起作用。高频时,由于容抗减小,使前一级的放大倍数降低,从而破坏自激振荡的条件,使电路稳定工作。

电容校正电路还有一种电路形式,即在三极管 VT_2 的基极与集电极之间接一只小电容,如图 5-14(b) 所示电路中的 C。接入 C 后,由于对高频信号存在强烈的负反馈作用,

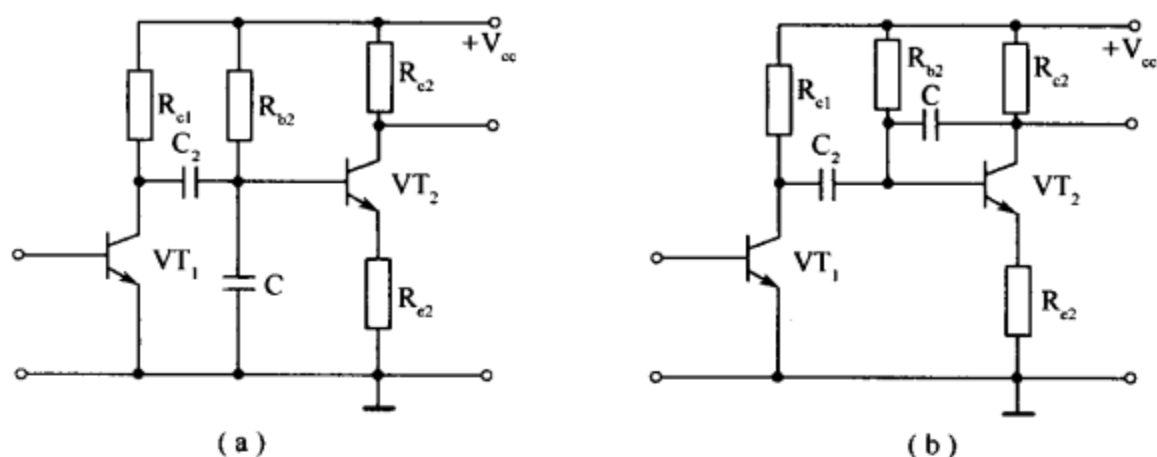


图 5-14 电容校正

使放大器的增益小于 1, 达到消除自激振荡的目的。

2. RC 校正

采用电容校正的方法比较简单方便, 但主要缺点是放大电路的通频带将严重变窄。此外, 所需校正电容 C 的电容值也比较大。因此, 在实际电路中, 除了电容校正以外, 还可以利用电阻、电容元件串联组成的 RC 校正网络来消除自激振荡, 如图 5-15(a) 所示。

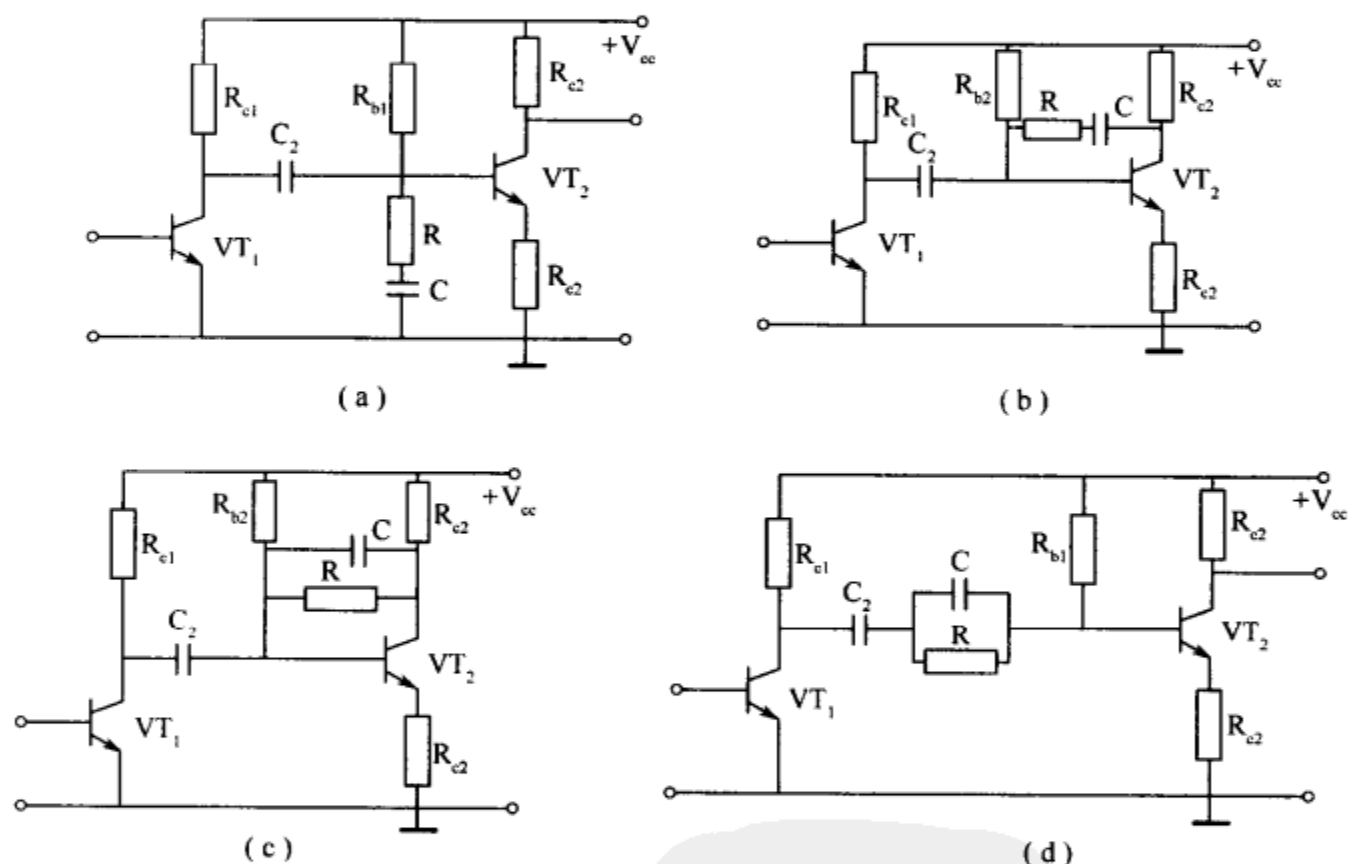


图 5-15 RC 校正网络

利用 RC 校正网络代替电容校正网络, 将使通频带变窄的程度有所改善。在高频段, 电容的容抗将降低, 但因有一个电阻与电容串联, 所以 RC 网络并联在电路中, 对高频电压放大倍数的影响相对小一些, 因此, 如果采用 RC 校正网络, 在消除自激振荡的同时, 高频响应的损失不如仅用电容校正时严重。

为了增强消除自激振荡效果, 实际工作中还常常将 RC 校正网络接在三极管的基极和集电极之间, 如图 5-15(b)、(c) 所示, 可以达到同样的消振效果。

在实际 RC 校正电路, 还有另外一种形式, 如图 5-15(d) 所示, 它是在两级放大器电路之间接入一个 RC 并联校正网络。校正原理是: 接入了 R 和 C , 对信号产生了超前的相移, 即加在 VT_2 基极上的信号相位超前于 VT_1 集电极上的信号相位, 破坏了自激的相位

条件,达到消除自激的目的。

这种校正电路能够扩展放大器的高频段,这是因为 C 对高频信号的容抗小,高频信号经 C 加到 VT_2 的基极;而对于中频和低频信号而言,由于 C 的容抗大而只能通过 R 加到 VT_2 的基极上,信号受到了一些衰减。这样放大器输出的高频信号比较大,实现了对高频段的扩展。

校正网络中 R 、 C 元件的数值,应根据实际情况,通过实验调试最后确定。一般来说,对于音频放大器,放大器中容量小于 $0.01\mu F$ 的小电容,一般都起消除自激振荡的作用,称为消振电容。对于多级负反馈放大器,消振电容一般设有多个,放大器级数愈多,消振电容也愈多。

重点提示:在负反馈放大器电路中,若校正电路出现故障,一般会出现自激现象,自激一般发生在高频段。这是因为放大器对中频信号的附加相移很小,对低频信号虽然也存在附加相移,但放大器对于频率低到一定程度的信号其放大倍数已经很小,所以也不符合自激的幅度条件。

当自激信号的频率落在音频范围内时,可以听到啸叫声。当自激信号的频率高于音频时,为超音频自激,此时虽然听不到啸叫声,但放大器仍不能正常工作。

* 阅读材料 放大电路综合分析

图 5-16 是某一测量仪器中放大电路局部原理图,下面根据前面所学知识,对该电路进行定性分析,以提高读者的识图能力。

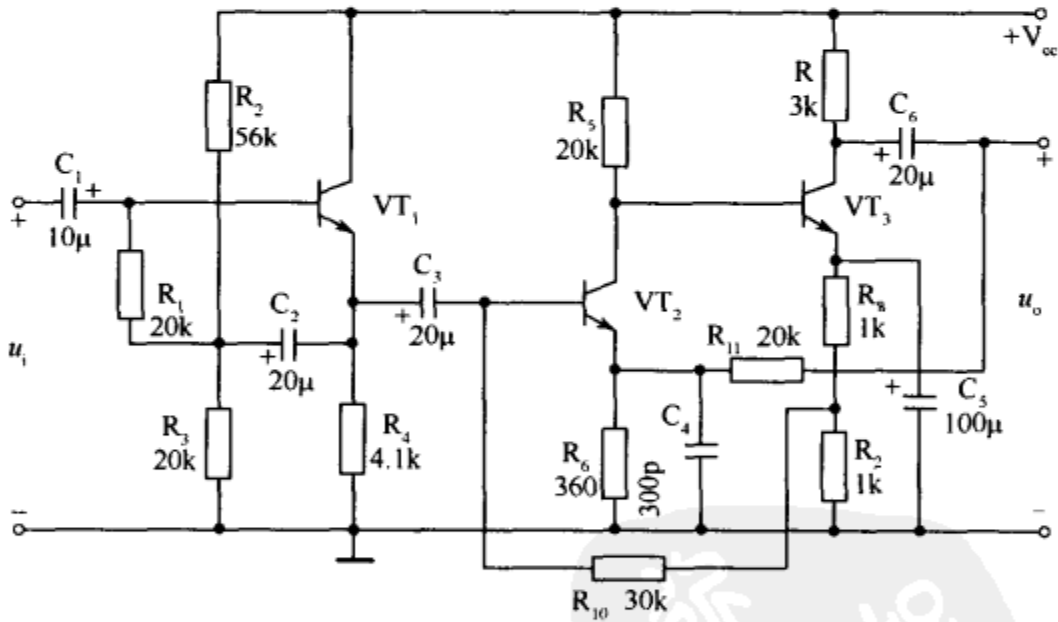


图 5-16 测量仪表局部放大电路

从图中可以看出,该电路共有三个放大级。第一级由三极管 VT_1 组成射极输出器,而射极输出器本身是一个电压串联负反馈电路,它的特点是输入电阻高,输出电阻低,电压放大倍数接近于 1。但是,如果不接电容 C_2 ,第一级的输入电阻因受基极偏置电阻的影响,其值只能接近于 $R_i = R_1 + R_2 // R_3$ 。现从 VT_1 发射极通过电容 C_2 引回一个局部的电压并联正反馈,由于射极输出器的电压放大倍数接近于 1,即三极管 VT_1 发射极和基极的交流电压接近相等,则电阻 R_1 两端的交流压降很小,故流过 R_1 的交流电流也很小,因而大大提高了放大电路的输入电阻。这种将输出电压通过电容引回到输入回路以提高输入电阻的措施称为“自举”。作为测量仪表通常要求具有较高的输入阻抗,以减小对被测

电路的影响。

第二级和第三级分别由三极管 VT_2 和 VT_3 组成。 VT_2 发射极接有电阻 R_6 和电容 C_4 , 但 C_4 的容量很小, 仅 300pF, 中频时容抗很大, 故其作用可以忽略, 因此这个局部反馈的组态是交、直流电流串联负反馈, 可以提高本级的输入电阻, 稳定本级的静态工作点。 VT_3 发射极电阻 R_8 和 R_9 的两端并联一个旁路电容 C_5 , 因 C_5 的容量很大, 为 $100\mu F$, 故其容抗很小, C_5 两端的交流压降可以忽略, 因此引入了一个直流负反馈, 其作用是稳定本级的静态工作点。

放大电路中有两路级间反馈, 其中一路从 R_8 与 R_9 之间通过电阻 R_{10} 到 VT_2 的基极引回一个级间直流负反馈, 其作用是稳定 VT_2 、 VT_3 两级的静态工作点; 另一路由 VT_3 输出端通过电阻 R_{11} 引回到 VT_2 的发射极, 这个反馈属于交流电压串联负反馈, 可以降低输出电阻, 提高电压放大倍数的稳定性。

另外, 随着频率的升高, C_4 的容抗将逐渐减小, 则该路级间交流负反馈的作用将被削弱, 于是高频电压放大倍数将逐渐增大, 因此, 电容 C_4 具有展宽高频段频带的作用, 从而允许放大电路交流输入信号的频率范围比较宽广。



第六章 场效应管放大电路

场效应管(英文称 FET)是一种利用电场效应来控制电流的管子,由于参与导电的只有一种极性的载流子,所以,场效应管也称为单极性三极管。场效应管外型与三极管相似,也有三个电极,即源极 S(对应于三极管的 e 极)、栅极 G(对应于三极管的 b 极)和漏极 D(对应三极管的 c 极)。但二者的控制特性却截然不同,三极管是电流控制元件,通过控制基极电流达到控制集电极电流或发射极电流的目的,即需要信号源提供一定的电流才能工作,因此,它的输入电阻较低;场效应管则是电压控制元件,它的输出电流决定于输入电压的大小,基本上不需要信号源提供电流,所以,它的输入阻抗很高,此外,场效应管还具有开关速度快、高频特性好、热稳定性好、功率增益大、噪声小等优点,因此,在电子设备电路中得到了广泛的应用。本章重点介绍场效应管的结构、特性及其基本放大电路。

第一节 场效应管的结构及特性

场效应管可分为两大类:一类是结型场效应管(J-FET);另一类是绝缘栅型场效应管(MOS-FET)。

一、结型场效应管

1. 结型场效应管的结构及原理

图 6-1 为 N 沟道结型场效应管的结构示意图和电路符号。在两个 P 区中间夹着一层 N 区,形成了两个 PN 结。从 N 区两端引出两个电极,分别称为漏极 D 和源极 S;两个 P 区连接起来后引出一个电极,叫做栅极 G,很薄的 N 区作为电流的通路,称为导电沟道。栅极 G 是用来控制流过沟道的电流大小的,这种结构的场效应管叫 N 沟道结型场效应管。

此外,还有一种 P 沟道结型场效应管,其工作原理与 N 沟道结型场效应管相同,使用上的唯一区别是外接电源的极性相反,其结构及电路符号如图 6-2 所示。

从结型场效应管的结构可以看出,在栅极和导电沟道之间存在一个 PN 结。假设在栅极和源极之间加上反向电压 U_{GS} ,使 PN 结反向偏置,则可以通过改变 U_{GS} 的大小来改变耗尽层的宽度。例如,当反向电压的值 U_{GS} 变大时,耗尽层将变宽,于是导电沟道的宽度相应地减小,使沟道本身的电阻值增大,于是,漏极电流 I_D 将减小。所以,通过改变 U_{GS} 的大小,即可控制漏极电流 I_D 的值。

重点提示:场效应管是利用栅极和源极之间的电压 U_{GS} 来改变 PN 结中的电场,然后控制漏极电流 I_D 的。对于结型场效应管来说,总是在栅极和源极之间加上个反向偏置电压,使 PN 结反向偏置,此时可以认为栅极基本上不取电流,因此,场效应管的输入电阻很高,可达 $10^7 \Omega$ 以上。

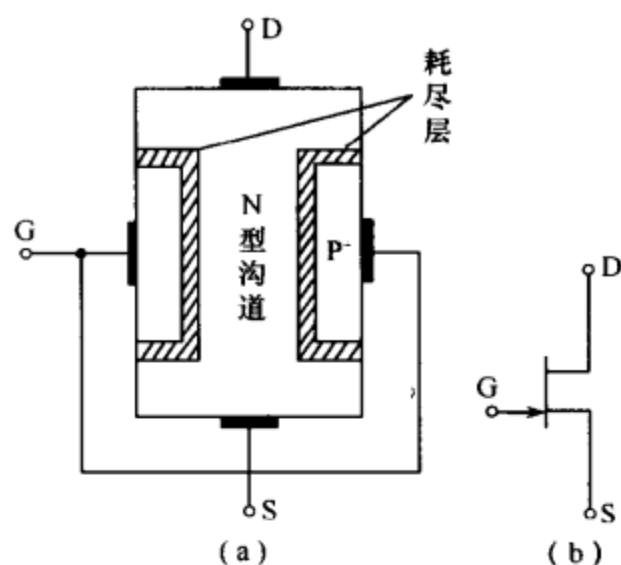


图 6-1 N 沟道结型场效应管
(a)结构示意图；(b)电路符号。

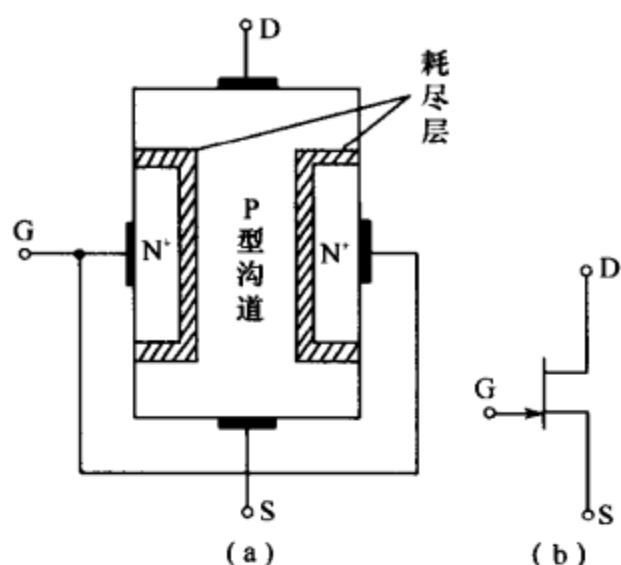


图 6-2 P 沟道结型场效应管
(a)结构示意图；(b)电路符号。

2. 结型场效应管的特性曲线

和半导体三极管类似，结型场效应管的特性曲线也有两种，即转移特性曲线和漏极特性曲线。

(1) 转移特性

在一定的漏-源极电压 U_{DS} 下，栅-源极电压 U_{GS} 和漏-源极电流 I_{DS} 相互关系，叫做转移特性。图 6-3(a) 为 N 沟道结型场效应管的转移特性曲线。

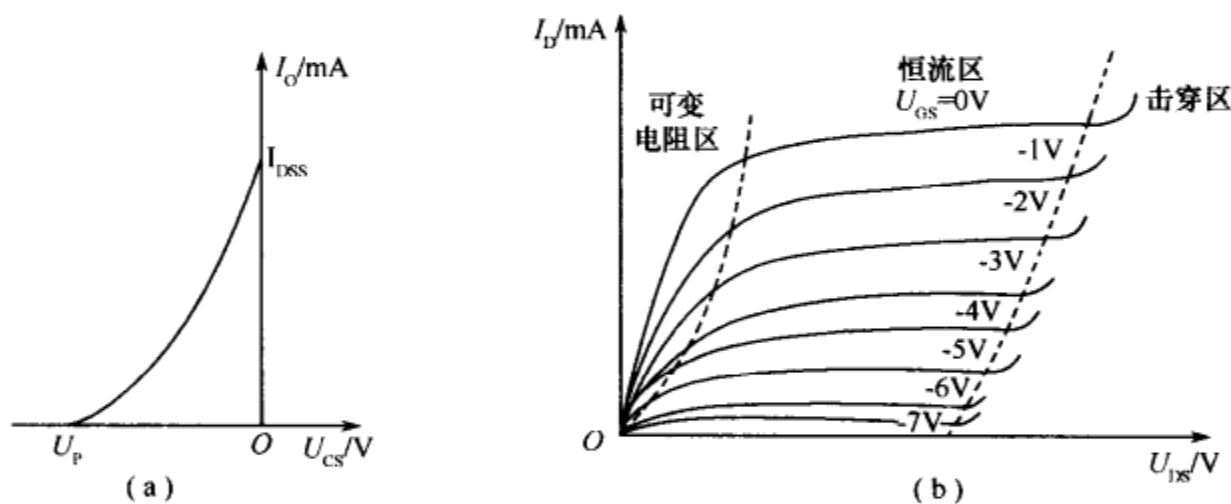


图 6-3 N 沟道结型场效应管转移特性曲线和漏极特性曲线
(a)转移特性曲线；(b)漏极特性曲线。

从转移特性曲线中可以看出，当 $U_{GS} = 0$ 时， I_D 达到最大值，此时的漏极电源称为饱和漏极电源，用 I_{DSS} 表示。 U_{GS} 越负， I_D 越小，当 $I_D = 0$ 时， $U_{GS} = U_P$ ， U_P 也称为夹断电压，表示导电沟道完全被夹断。

(2) 漏极特性

在一定的栅-源极电压 U_{GS} 下，漏-源极电压 U_{DS} 和漏极电流 I_D 关系称为漏极特性或输出特性。图 6-3(b) 为结型 N 沟道结型场效应管的漏极特性曲线。

从图中可以看出，漏极特性曲线与晶体三极管的共射输出特性曲线很相似。但二者之间有一个重要区别，即场效应管的漏极特性以栅-源极之间的电压 U_{GS} 作为常数，而三极管输出特性曲线则是以基极电流 I_B 作为常数。

场效应管的漏极特性可以划分为三个区：可变电阻区、恒流区和击穿区。

漏极特性曲线中最左侧的部分,表示当 U_{DS} 比较小时, I_D 随着 U_{DS} 的增加而直线上升,二者之间基本上是线性关系,此时场效应管似乎成为一个线性电阻,不过,当 U_{GS} 的值不同时,直线的斜率不同,即相当于电阻的阻值不同。 U_{GS} 值越负,则相应的电阻值越大。因此,在该区,场效应管的特性呈现为一个由 U_{GS} 控制的可变电阻,所以称为可变电阻区。

在漏极特性的中间部分,即左右两条虚线之间的区域, I_D 基本上不随 U_{DS} 变化, I_D 的值主要决定于 U_{GS} 。各条漏极特性曲线近似为水平的直线,故称为恒流区,相当于三极管的输出特性曲线的放大区。当组成场效应管放大电路时,为了防止出现非线性失真,应将工作点设置在此区域内。

漏极特性中最右侧的部分,表示当 U_{DS} 升高到一定程度时,反向偏置的 PN 结被击穿, I_D 将突然增大,这个区域称为击穿区。如果电流过大,将使场效应管损坏。为了保证器件的安全,场效应管的工作点不应进入到击穿区内。

二、绝缘栅场效应管

结型场效应管(J-FET)的输入电阻是 PN 结的反向电阻,可达 $10^7 \Omega$ 以上,为进一步提高其输入电阻,研制了一种 G 极与 D、S 极完全绝缘的场效应管,称为绝缘栅场效应管,又因它是由金属(M)作电极,氧化物(O)作绝缘层和半导体(S)组成的金属-氧化物-半导体场效应管,所以,称之为 MOS 管。

绝缘栅场效应管由于的栅极由于被绝缘层隔离,因此其输入电阻很高,可达 $10^9 \Omega \sim 10^{15} \Omega$ 。绝缘栅场效应管制作工艺简单,温度稳定性好,特别适合于做成大规模集成电路,应用十分广泛。

1. 绝缘栅场效应管的结构及原理

从导电沟道来分,绝缘栅场效应管也有 N 沟道和 P 沟道两种类型。无论 N 沟道或 P 沟道,又都可以分为增强型和耗尽型两种。

绝缘栅场效应管与结型场效应管有所不同。结型场效应管是利用 U_{GS} 来控制 PN 结耗尽层的宽窄,从而改变导电沟道的宽度,以控制漏极电流 I_D 。而绝缘栅场效应管则是利用 U_{GS} 来控制“感应电荷”的多少,以改变由这些“感应电荷”形成的导电沟道的状况,然后达到控制漏极电流的目的。若 $U_{GS}=0$ 时漏-源极之间已经存在导电沟道,称为耗尽型场效应管;如果当 $U_{GS}=0$ 时不存在导电沟道,则称之为增强型场效应管。

(1) N 沟道增强型 MOS 场效应管的结构与原理

N 沟道增强型 MOS 场效应管的结构示意图和电路符号如图 6-4 所示,用一块掺杂浓度较低的 P 型硅片作为衬底,在其表面上覆盖一层二氧化硅(SiO_2)的绝缘层,再在二氧化硅层上刻出两个窗口,通过扩散形成两个高掺杂的 N 区(用 N^+ 表示),分别引出源极 S 和漏极 D,然后在源极和漏极之间的二氧化硅上面引出栅极 G,栅极与其他电极之间是绝缘的。衬底也引出一根引线,用 B 表示,通常情况下将它与源极在场效应管内部连接在一起。由图可见,这种场效应管由金属、氧化物和半导体组成。

从图 6-4 可见, N^+ 型漏区和 N^+ 型源区之间被 P 型衬底隔开,漏极和源极之间好像是两个背靠背的 PN 结,当 $U_{GS}=0$ 时,不管漏极和源极间所加电压的极性如何,其中总有一个 PN 结是反向偏置的,反向电阻很大,漏极电流 I_D 近似为零,即不具有原始导电沟道。

如果在栅极和源极之间加正向电压 U_{GS} ,情况就会发生变化,在 U_{GS} 的作用下,产生了

垂直于衬底表面的电场。由于二氧化硅绝缘层很薄,因此即使 U_{GS} 很小(如只有几伏),也能产生很强的电场强度。栅极附近硅片中的空穴被排斥,而硅片与 N^+ 区中的电子被吸引,形成一个电子薄层。这个薄层就成为漏极与源极之间的导电沟道,称为 N 型沟道。在漏-源电压极 U_{DS} 作用下,由于 N 型沟道导通,就形成了漏极电流 I_D ,通常把开始导电时的 U_{GS} 称为开启电压,用 U_T 表示。 U_{GS} 越正,感应的电子越多,N 型导电沟道越宽,沟道电阻就越小,漏极电流 I_D 就越大。

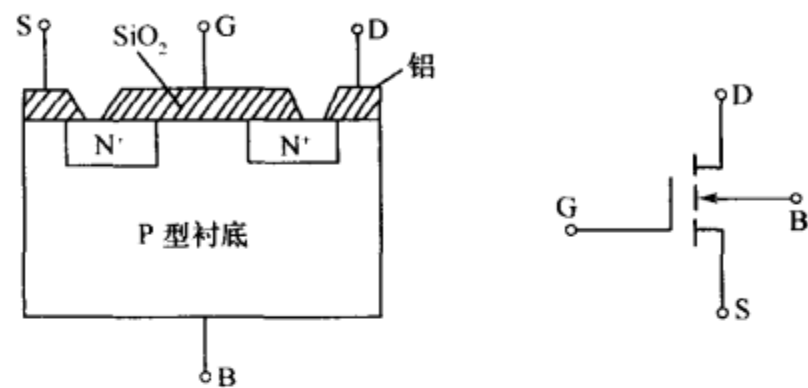


图 6-4 N 沟道增强型 MOS 场效应管的结构和符号
(a)结构示意图; (b)电路符号。

(2)N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的结构与原理

N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的结构示意图和电路符号如图 6-5 所示,耗尽型的 MOS 场效应管在制造过程中预先在二氧化硅的绝缘层中掺入了大量的正离子,因此,即使栅极不加电压($U_{GS}=0$),由于静电感应,这些正离子产生的电场也能在 P 型衬底中“感应”出足够多的负电荷,形成“反型层”,从而产生 N 型的导电沟道。此时,给栅极加上正电压($U_{GS}>0$),沟道变宽, I_D 增大;反之,栅极加上负电压($U_{GS}<0$)时,沟道变窄, I_D 减小。当栅极负电压大到一定数值 U_P (夹断电压)时,会使反型层消失, $I_D=0$ 。

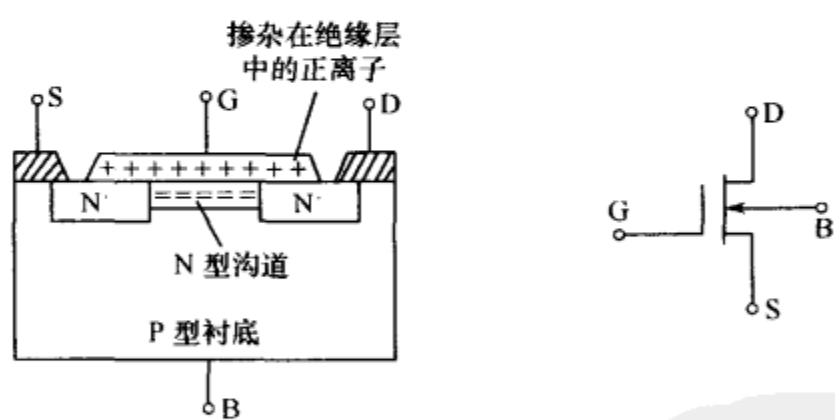


图 6-5 N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的结构和符号
(a)结构示意图; (b)电路符号。

重点提示:P 沟道 MOS 场效应管也可分为增强型和耗尽型两种,它与 N 沟道 MOS 场效应管的原理相同,只是在使用时, U_{GS} 、 U_{DS} 的极性与 N 沟道相反。

2. 绝缘栅场效应管的特性曲线

N 沟道增强型场效应管的转移特性和漏极特性如图 6-6 所示。

N 沟道增强型绝缘栅场效应管转移特性曲线位于坐标轴右侧,说明当 $U_{GS} \leq 0$ 时,即使加上 U_{DS} ,也没有 I_D 通过,必须 $U_{GS} > 0$ 时,场效应管才能正常工作,且只有当 $U_{GS} > U_T$ (开启电压)时, I_D 才受 U_{GS} 控制,随着 U_{GS} 的增加 I_D 急剧上升,而在 $0 < U_{GS} < U_T$ 之间, I_D 几乎为零,相当是三极管的死区电压。

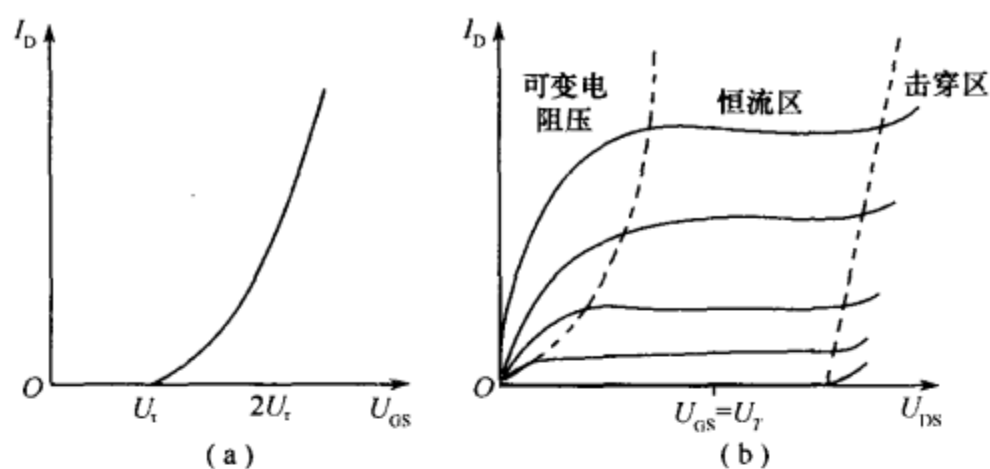


图 6-6 N 沟道增强型场效应管的转移特性和漏极特性

(a)转移特性; (b)漏极特性。

N 沟道增强型绝缘栅场效应管的漏极特性曲线同样可以分为三个区,即可变电阻区、恒流区及击穿区。

N 沟道耗尽型场效应管的转移特性和漏极特性如图 6-7 所示。

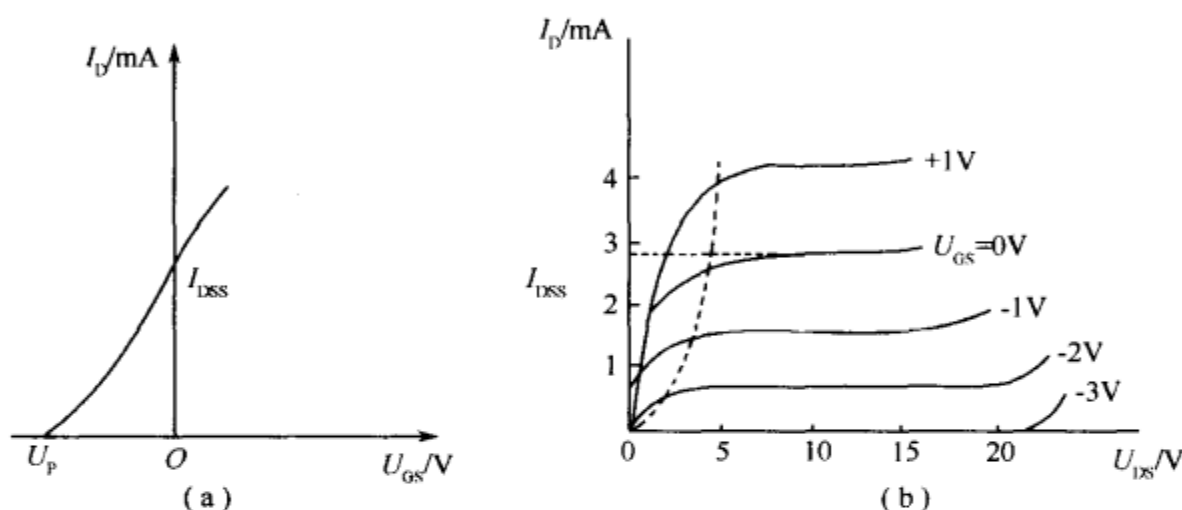


图 6-7 N 沟道耗尽型场效应管的转移特性和漏极特性

(a)转移特性; (b)漏极特性。

从图中可以看出,N 沟道耗尽型场效应管不论栅-源极电压 U_{GS} 是正、负还是零,都能控制漏极电流 I_D ,即场效应管都能正常工作,所以,使用起来非常灵活。

3. 绝缘栅场效应管的使用

由于 MOS 场效应管的输入电阻很高,使栅极的感应电荷不易泄放,而且二氧化硅绝缘层很薄,栅极与衬底间的等效电容很小,感应产生的少量电荷即可形成很高的电压,可能将二氧化硅绝缘层击穿而损坏场效应管。所以使用时需要特别加以注意以下几点:

①选场效应管时,要注意实际电路中各极电流、电压的数值都不能超过手册中规定的额定值。

②存放或使用(取下或焊上)要将三条腿短路,然后再操作。三个电极电位相等就不会使栅、源极感应电压过高,导致绝缘层击穿,尤其要注意千万不能将栅极悬空。存放时,要放在屏蔽盒中。

③焊接时,要先将手和电烙铁都接触一下地线(放掉静电,避免产生高压)或用电烙铁的余温去焊接。

④最好带防静电手套或穿上防静电的衣服再去接触场效应管。

为便于比较,现将各种场效应管的符号及特性曲线列表于 6-1 所示。

表 6-1 各种场效应管的符号和特性曲线

种 类		符 号	转移特性	漏极特性
结型 N 沟道	耗尽型			
	耗尽型			
绝缘栅型 N 沟道	增强型			
	耗尽型			
绝缘栅型 P 沟道	增强型			
	耗尽型			

三、场效应管的主要参数

结型场效应管与绝缘栅场效应管的参数大多相同,现将主要参数介绍如下。

1. 直流参数

(1)开启电压 U_T

U_T 是增强型场效应管的一个参数。其定义是,在 U_{DS} 为某一固定数值的情况下,使沟道能将漏、源极连接起来的最小栅极电压就是开启电压 U_T 。

(2)夹断电压 U_P

夹断电压 U_P 是耗尽型场效应管的一个参数。其定义是,当 U_{DS} 一定时,使 I_D 减小到某一个微小电流(如 $10\mu A$)时所需的 U_{GS} 值。

(3)饱和漏极电流 I_{DSS}

饱和漏极电流 I_{DSS} 是耗尽型场效应管的一个参数。其定义是,当栅—源极之间的电

压 $U_{GS}=0$, 而漏源之间的电压 U_{DS} 大于夹断电压 U_P 时对应的漏极电流。

(4) 直流输入电阻 R_{GS}

直流输入电阻 R_{GS} 是指栅—源极之间所加电压与产生的栅极电流之比。由于场效应管的栅极几乎不取电流, 因此其输入电阻很高。结型场效应管的 R_{GS} 一般在 $10^7 \Omega$ 以上, 绝缘栅场效应管的输入电阻更高, 一般大于 $10^9 \Omega$ 。

2. 交流参数

(1) 低频跨导 g_m

当漏—源极电压为常数时, 漏极电流的变化量 ΔI_D 与引起这一变化的栅—源极电压的变化量 ΔU_{GS} 的比值, 称为低频跨导 g_m , 即

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

若 I_D 的单位是毫安 (mA), U_{GS} 的单位是伏 (V), 则 g_m 的单位是毫西门子 (mS)。

低频跨导 g_m 是衡量场效应管栅极电压对漏—源极电流控制能力的一个参数, 也是衡量场效应管放大能力的重要参数。

(2) 极间电容

场效应管的三个电极之间存在的电容称为极间电容, 包括 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} , 极间电容愈小, 则场效应管的高频性能愈好, 一般为 $0.1 \text{ pF} \sim 3 \text{ pF}$ 。

(3) 低频噪声系数 N_F

噪声是由场效应管内部载流子运动的不规则引起的。在低频时 (1000 Hz) 测出的噪声系数约为几个分贝。

3. 极限参数

(1) 最大漏极电流 I_{DM}

最大漏极电流 I_{DM} 是指场效应管在工作时允许的极限漏极电流。

(2) 最大耗散功率 P_{DM}

场效应管的漏极耗散功率等于漏极电流与漏—源极之间电压的乘积, 即 $P_D = I_D U_{DS}$ 。这部分功率将转化为热能, 使场效应管的温度升高。最大耗散功率 P_{DM} 是保证场效应管的温升不超过容许值所规定的耗散功率。

(3) 漏—源极击穿电压 $U_{(BR)DS}$

漏—源极击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 是指, 在场效应管的漏极特性曲线上, 当漏极电流 I_D 急剧上升产生雪崩击穿时的 U_{DS} 。工作时外加在漏—源极之间的电压不得超过此值。

(4) 栅—源极击穿电压 $U_{(BR)GS}$

对于结型场效应管, 正常工作时, 栅—源极之间的 PN 结处于反向偏置状态, 若 U_{GS} 过高, PN 结将被击穿。对于 MOS 场效应管, 从其结构特点可知, MOS 管内部栅—源极之间是一层很薄的 SiO_2 膜, 因此栅—源极之间的耐压不是很高, 对于功率型 MOS 管, 一般在 $30 \text{ V} \sim 50 \text{ V}$ 之间, 每只场效应的栅—源极击穿电压具体是多少, 在业余条件下是不能测量的。应注意的是, 栅—源极之间一旦击穿, 将造成器件的永久性损坏。所以在使用中, 加在栅—源极间的电压不应超过 20 V , 一般电路中多控制在 10 V 以下。为了保护栅—源极间不被击穿, 有的场效应管在内部已装有保护二极管。对于无内装保护二极管的场效应管, 使用时应如图 6-8 所示, 在栅、源极间并联一只限压保护二极管 VD。二极

管的稳压值可选在 10V 左右。

四、场效应管与晶体三极管的区别

场效应管与晶体三极管一样,也具有放大作用,可以组成各种放大电路,但是,与三极管相比,二者也有较大的区别,主要区别有以下几点:

①场效应管是一种电压控制器件,而晶体三极管是一种电流控制器件。场效应管通过栅-源极电压 U_{GS} 控制漏极电流 I_D ,从场效应管的输出特性上可以看出,各条不同输出特性曲线的常数量是 U_{GS} ,在恒流区, I_D 的值主要决定于 U_{GS} ,而基本上与 U_{DS} 无关,并通过跨导 g_m 来描述场效应管的放大作用。晶体三极管则通过基极电流 I_B 控制集电极电流 I_C ,从三极管的输出特性可见,各条特性曲线的常数量是 I_B ,在放大区, I_C 的值主要决定于 I_B ,而基本上与 U_{CE} 无关,常常通过电流放大系数 β 来描述三极管的放大作用。

②场效应管的栅极几乎不取电流,所以其输入电阻非常高(结型场效应管在 $10^7 \Omega$ 以上,绝缘栅场效应管在 $10^9 \Omega$ 以上),而三极管的基极和发射极之间处于正向偏置状态,因此 be 结的输入电阻较小,约为几千欧的数量级。

③由于场效应管利用一种极性的多数载流子导电(单极型器件),因此,与双极型三极管相比,具有噪声小、受外界温度及辐射的影响小的特点。

④场效应管的制造工艺简单,有利于大规模集成。特别是 MOS 电路,每个 MOS 场效应管在硅片上所占的面积约为双极型三极管的 5%,因此集成度更高。

⑤场效应管的跨导较小,当组成放大电路时,在相同的负载电阻之下,电压放大倍数一般比双极型三极管为低。

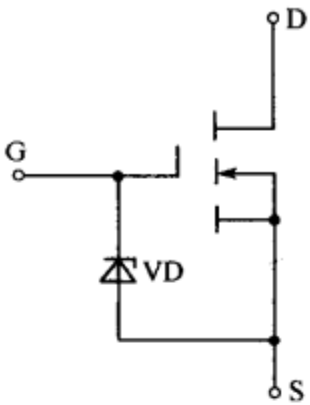


图 6-8 MOS 管加装保护二极管

第二节 场效应管放大电路

场效应管和晶体管一样能实现信号的控制,具有“以小控制大”的功能,所以也可以用它们组成放大电路。从结构上看,场效应管与晶体管都有三个电极,分别是 G、D、S 和 b、c、e,从工作原理上看,它们都有对输出电流(三极管的 I_C ,场效应管的 I_D)的控制作用,晶体管通过 I_B 控制 I_C ,场效应管通过 U_{GS} 控制 I_D 。这两种器件之间有着某种对应的共系,即场效应管 G 极对应三极管 b 极,场效应管源极 S 对应三极管发射极 e,场效应管漏极 D 对应三极管集电极 c,根据这种对应关系,就可以按照晶体管放大电路的模式构成场效应管基本放大电路。场效应管主要有共源极放大电路和共漏极放大电路(源极输出器)等,下面以 MOS 场效应管为例简要介绍。

一、共源极放大电路

场效应管的共源极放大电路和晶体三极管的共发射极放大电路在电路结构上类似,在晶体三极管放大电路中,必须设置合适的静态工作点,否则将造成输出信号的失真。同理,场效应管放大电路也必须设置合适的工作点,以使场效应管工作在特性曲线的平坦区域。

对于晶体三极管放大电路,当 V_{cc} (集电极电源) 和 R_c (集电极负载电阻) 选定后,晶体管放大电路的静态工作点是由基极电流 I_B (偏流) 确定的。而场效应管是电压控制元件,当 V_{DD} (漏极电源) 和 R_D (漏极电阻) 选定后,静态工作点是由栅-源极电压 U_{GS} (偏压) 确定的。常用的偏置电路有下面两种。

1. 自给偏压偏置电路

图 6-9 为 N 沟道耗尽型绝缘栅场效应管的自给偏置电路。

源极电流 I_S (等于漏极电流 I_D) 流经源极电阻 R_S , 在 R_S 上产生电压降 $I_S R_S$, 显然 $U_{GS} = -I_S R_S = -I_D R_S$, 所以称为自给偏压偏置电路。

电路中, R_S 为源极电阻, 用来稳定静态工作点, C_S 为源极电阻上的交流旁路电容, 用来防止交流负反馈, R_G 为栅极电阻, 用以构成栅-源极间的直流通路, R_G 不能太小, 否则影响放大电路的输入电阻, 其阻值为 $200k\Omega \sim 10M\Omega$; R_D 为漏极电阻, 它使放大电路具有电压放大功能。 C_1 、 C_2 分别为输入电路和输出电路的耦合电容。

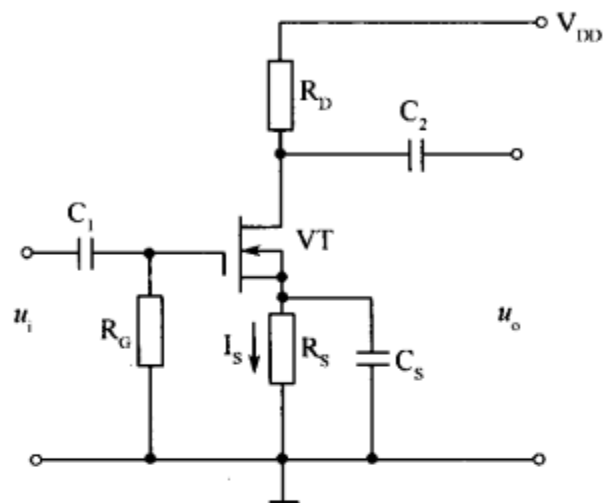


图 6-9 N 沟道耗尽型

绝缘栅场效应管的自给偏置电路

需要说明的是,由增强型绝缘栅场效应管组成的放大电路栅-源极电压 U_{GS} 为正,所以无法采用自给偏压偏置电路。

2. 分压式偏置电路

图 6-10(a) 为共源极放大电路,采用分压式偏置, R_{G1} 和 R_{G2} 为分压电阻,场效应管栅极电位 U_G 由 V_{DD} 经 R_{G1} 、 R_{G2} 分压后得到,这样,栅-源极电压 U_{GS} 为

$$U_{GS} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} - I_D R_S = U_G - I_D R_S$$

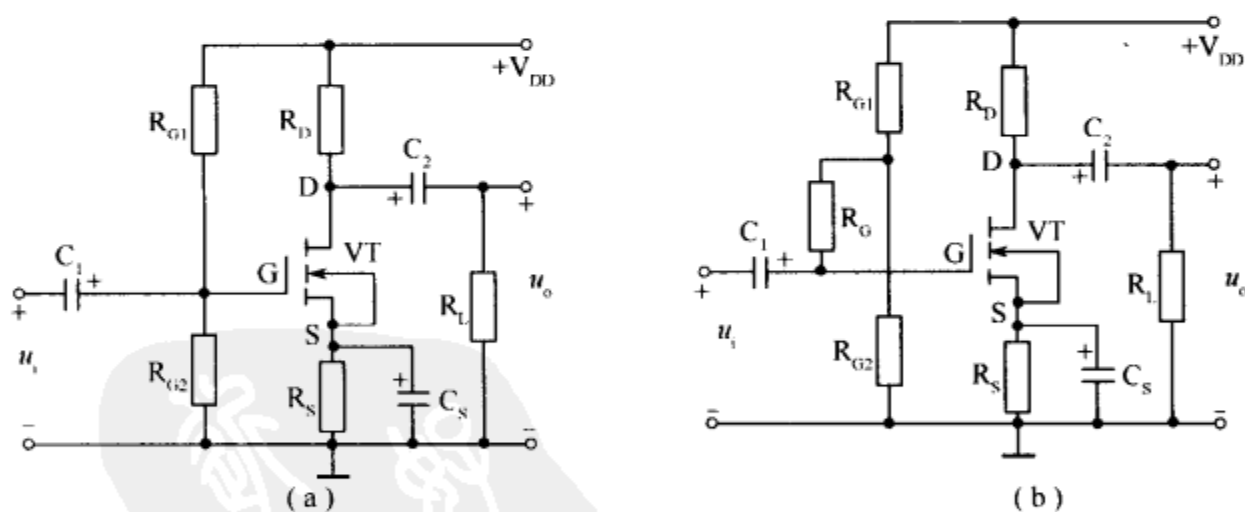


图 6-10 分压式偏置电路

图 6-10(a) 所示放大电路的输入电阻为 $r_i = R_{G1} // R_{G2} // R_{GS} \approx R_{G1} // R_{G2}$, 因为场效应管的输入电阻 R_{GS} 是很大的, 比 R_{G1} 或 R_{G2} 都大得多, 三者并联后 R_{GS} 可略去。显然, 由于 R_{G1} 和 R_{G2} 的接入使放大电路的输入电阻降低了。因此, 通常在分压点和栅极之间接入一阻值较高的电阻 R_G , 如图 6-10(b) 所示, 这样就可大大提高放大电路的输入电阻, 而对电压放大倍数并无影响。此外, 在静态时 R_G 中并无电流通过, 因此也不影响静态工作点。

由于场效应管的输出特性具有恒流特性, 故其输出电阻是很高的。在共源极放大电

路中,漏极电阻 R_D 是和场效应管的输出电阻 r_{ds} 并联的,所以当 $r_{ds} \gg R_D$ 时,放大电路的输出电阻 $r_o \approx R_D$,这点和晶体管共发射极放大电路是类似的。

输出电压

$$U_o = -I_d R_D = -g_m U_{GS} R_D$$

电压放大倍数为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_{GS}} = -g_m R_D$$

上式表明,共源极场效应管放大电路的电压放大倍数与场效应管的跨导 g_m 成正比。等式右边的负号“ $-$ ”表示共源极电路中输出电压与输入电压相位相反。

二、共漏极放大电路

图 6-11 是共漏极放大电路(源极输出器),共漏极放大电路又称为源极输出器或源极跟随器,它与双极性三极管组成的射极输出器具有类似的特点,如输入电阻高、输出电阻低、电压放大倍数小于 1 而接近于 1 等,所以应用比较广泛。

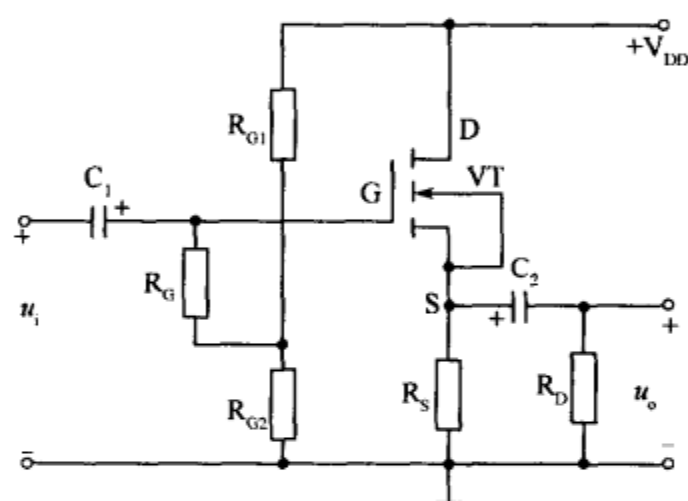


图 6-11 共漏极放大电路

第七章 运算放大电路

本章主要介绍集成电路和运算放大电路的基本知识。首先对集成电路进行总体概述,在此基础上介绍运算放大电路的特点以及集成运算放大电路的基本组成,最后分析常用运算放大器和典型的实际集成运放电路。

第一节 集成电路基本知识

传统的电子电路是由许多单个电子元器件在电路底板或印制电路板上用一些导线连接组装而成的,这种电路称为分立元件电路。随着半导体技术的发展和工艺的进步,20世纪60年代初期,人们在半导体制造工艺的基础上,将二极管、三极管、场效应管、电阻等元件以及它们之间的连接线集成在一片硅片上,引出电极后,用塑料或陶瓷封装构成一个完整的固件,构成一个完整的单元电路,称之为集成电路,也称固体电路(Integrated Circuit, IC)。由于集成电路的元件密度高、连接线短,使得器件体积小、质量轻、功耗低,且外部的焊点和连接线大为减少,从而大大提高了电子设备的可靠性,同时降低了成本。因此,在现代电子设备中,集成电路得到了广泛的应用。

一、集成电路的种类

集成电路的种类相当多,按其功能不同可分为模拟集成电路和数字集成电路两大类。模拟集成电路用来产生、放大和处理各种模拟电信号;数字集成电路则用来产生、放大和处理各种数字电信号。在模拟集成电路中,最先应用的是集成运算放大电路,随后,又陆续推出了集成功率放大器、集成高频放大器、集成中频放大器、集成比较器、集成乘法器、集成稳压器、集成数/模和模/数转换器、集成锁相环以及其他一些专用集成电路(如彩电、DVD机专用集成电路)等。

背景知识:模拟信号与数字信号。

模拟信号是指幅度随时间连续变化的信号。例如,人对着传声器讲话,传声器输出的音频电信号就是模拟信号;收音机、收录机、音响设备及电视机中接收、放大的音频信号、电视信号也是模拟信号。数字信号是指在时间上和幅度上离散取值的信号。例如,电报电码信号,按一下电键,产生一个电信号。按电键是不连续的,因而产生的电信号也是不连续的。这种不连续的电信号,一般叫做电脉冲或脉冲信号。计算机中运行的信号同样是脉冲信号,但这些脉冲信号均代表着确切的数字,因而又叫做数字信号。在电子技术中,通常又把模拟信号以外的非连续变化的信号统称为数字信号。

集成电路按其制作工艺不同,可分为半导体集成电路、膜集成电路和混合集成电路三类。半导体集成电路是采用半导体工艺技术,在硅基片上制作包括电阻、电容、二极管、三

极管等元器件,并具有某种电路功能的集成电路;膜集成电路是在玻璃或陶瓷片等绝缘物体上,以“膜”的形式制作电阻、电容等无源器件。无源元件的数值范围可以做得很宽,精度可以做得很高。但目前的技术水平尚无法用“膜”的形式制作晶体二极管、三极管等有源器件,因而使膜集成电路的应用范围受到很大的限制。在实际应用中,多半是在无源膜电路上,外加半导体集成电路或分立元件的二极管、三极管等有源器件,使之构成一个整体,这便是混合集成电路。根据膜的厚薄不同,膜集成电路又分为厚膜集成电路(膜厚为 $1\mu\text{m}\sim 10\mu\text{m}$)和薄膜集成电路(膜厚为 $1\mu\text{m}$ 以下)两种,在家用电子产品中,应用较多的是半导体集成电路、厚膜集成电路及少量的混合集成电路。

按在集成电路基片上制作的元器件数量多少,可分为小规模集成电路 SSI(每片不多于 100 个元器件)、中规模集成电路 MSI(每片 100 个~1000 个元器件)、大规模集成电路 LSI(每片 1000 个~10000 个元器件)及超大规模集成电路 ULSI(每 6 片 10000 个以上元器件)。

按导电类型不同,可分为双极型集成电路和单极型集成电路两类。前者频率特性好,但功耗较大,而且制作工艺复杂;后者工作速度低,但输入阻抗高、功耗小、制作工艺简单、易于大规模集成。

二、集成电路电路的结构特点

集成电路中的元器件是应用半导体工艺在一块硅片上制作出来的,不像分立元件电路那样灵活地选用任意阻值系列的电阻和形形色色的电容器。由于制造工艺的限制,使得集成电路在结构上具有以下特点:

①集成电路中的二极管和稳压管一般用 NPN 型三极管的发射结代替;电阻用 NPN 型三极管的基区电阻代替,电容用 PN 结的结电容或 MOS 场效应管的栅极与沟道间的电容代替。

②由于集成电路不能制作大容量的电容器,所以某些模拟集成电路需要使用大容量电容时,只能采用外接电容器的方式。

③为节省芯片面积,总是想法避免制作 200pF 以上的电容。集成电路制作工艺上的这一特点,决定了其内部电路级与级之间采用直接耦合方式。

④由于技术上的原因,目前尚不能在集成电路内制作电感,更不能制作变压器。所以在电路设计中避使用电感,必须使用时,只能采取外接形式。

⑤集成电路不能制作出大阻值的电阻,只能利用三极管或场效应管构成的恒流源代替大阻值电阻。

⑥由于集成电路中的元器件是一个不可分割的整体,集成电路内任何一个元器件损坏,都有可能造成整个电路的损坏。

三、集成电路的外形

常见集成电路的外形如图 7-1 所示。

图(a)是单列的集成电路,单列是指集成电路的引脚只有一列(单列集成电路的外形还有许多种);图(b)是双列直插的集成电路,它的引脚分成两列对称排列,双列集成电路产品最为常见;图(c)是双列和四列扁平封装(又称 QFP 封装)的集成电路,四列扁平封装

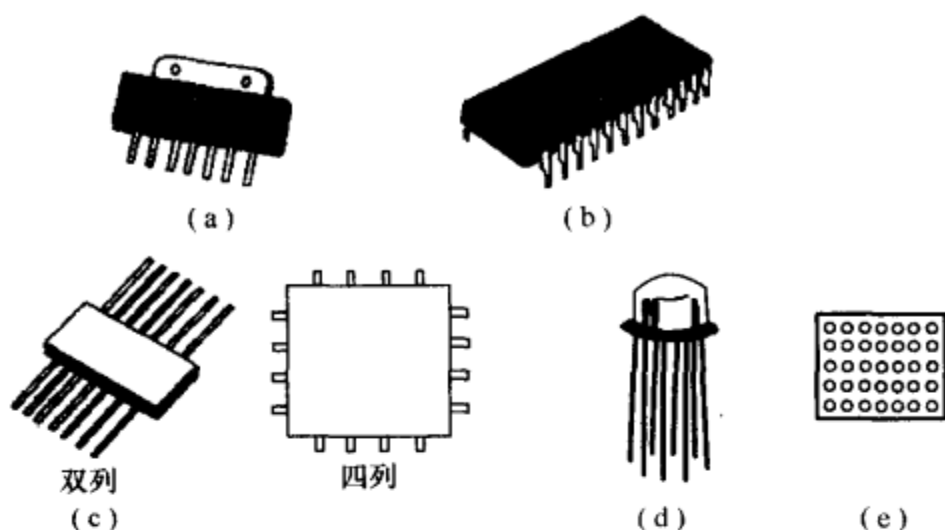


图 7-1 常见集成电路的外形

引脚分成四列对称排列,每一列的引脚数目相等,集成度高的集成电路、贴片式集成电路和数字集成电路常采用这种引脚排列方式;图(d)是金属外壳的集成电路,它的引脚分布呈圆形,现在这种集成电路已较少见到;图(e)是栅格阵列引脚封装的集成电路,又称BGA封装,是一个多层的芯片载体封装,这类封装的引脚在集成电路的“肚皮”底部,引线是以阵列的形式排列的,所以引脚的数目远远超过引脚分布在封装外围的封装,利用阵列式封装,可以省去电路板多达70%的位置,BGA封装充分利用封装的整个底部来与电路板互连,而且用的不是引脚而是焊锡球,因此还缩短了互连的距离,BGA集成电路在目前移动电话电路中得到了广泛的应用。

四、集成电路的优、缺点

1. 集成电路的优点

①采用集成电路,可以大大地简化整机电路的设计、调试和安装,特别是采用一些专用集成电路,整机电路显得更为简洁。

②相对于分立元件电路,采用集成电路构成整机电路其性能指标更高。例如,集成运放电路的增益之高,零点漂移之小是分立元件电路无法达到的。

③集成电路可靠性很高,提高了电路的工作性能和一致性。另外,采用集成电路后,电路中的焊点大幅度减少,整机电路出现虚焊的可能性大大下降,使整机电路工作更为可靠。

④集成电路的成本比较低,降低了工业化大批量生产的成本。

⑤同一功能的电路,采用集成电路,要比采用分立元件电路的功耗小得多。

2. 集成电路的缺点

①集成电路的引脚很多,给修理中的集成电路拆卸带来了很大的困难,特别是引脚很多的四列集成电路拆卸很不方便。

②当集成电路内电路中的部分电路出现故障时,通常必须整块更换,这样就增加了修理成本。

③相对分立元件电路而言,在检修某些特殊故障时,对准确地判断集成电路故障带来了不便。

第二节 集成运放的基本组成

在模拟集成电路发展的历史中,集成运算放大器是最早被提出和研制成产品的电路。自 1969 年美国仙童公司生产出第一块集成运算放大器以来,近几十年的时间内,集成运算放大器已有了巨大的发展,品种日益增多,质量不断提高,应用范围越来越广。

运算放大器实际上是一种高增益直接耦合放大器,当给它加上一定形式的深度负反馈,就能完成加法、减法、积分、微分等数学运算,所以称为运算放大器。运算放大器除能完成数学运算外,还可以完成放大、振荡、调制和解调、模拟信号的比较等功能,而且还广泛地用于脉冲电路。目前,除了高频大功率电路外,凡是三极管分立元件组成的电子电路,都能用以集成运算放大器为基础的电路来代替。因此,集成运算放大器赢得了“万能半导体器件”的称誉。

集成运算放大电路的内部通常包含四个基本组成部分,即输入级、中间级、输出级和偏置电路,如图 7-2 所示。

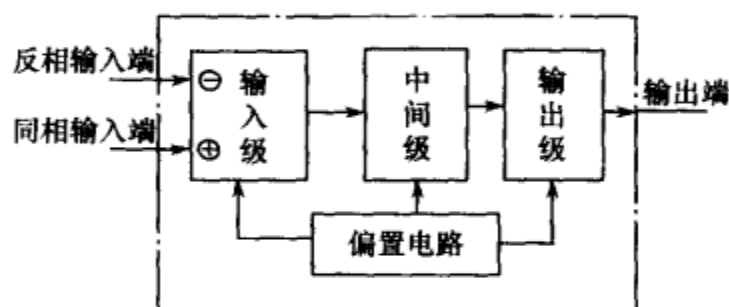


图 7-2 集成运算放大电路的基本组成

输入级的作用有效地抑制温度漂移;中间级的作用是提供足够大的电压放大倍数;输出级的作用是提供一定幅度的电压变化和电流变化,以推动负载工作。偏置电路是向各级提供合适的静态工作电流。

一、差分放大输入级

为了有效地抑制直接耦合放大电路的零点漂移,各种集成运放的输入级均毫无例外地采用了差分放大电路。

1. 差分放大电路的基本原理

差分放大电路是又称差动放大电路,与一般放大器在电路结构上主要有两点不同:一是差分放大器中要用两只同型号、同性能的三极管;二是差分放大器共有两个输出端和两个输入端,在实用电路中可以用其中的一个,也可以两个同时使用。

图 7-3 是用两只三极管组成的最简单的差分放大电路,也是差分放大电路的基本形式。由图可见,它是由两个完全对称的单管放大电路组合而成的。电路有两个输入端,它们实际上就是运放的同相输入端和反相输入端。在这两个输入端即 VT_1 和 VT_2 的基极分别输入信号电压 u_{i1} 和 u_{i2} ,两只三极管集电极输出电压分别为 u_{o1} 、 u_{o2} ,两只三极管集电极之间的电压为整个放大电路的输出电压 u_o 。

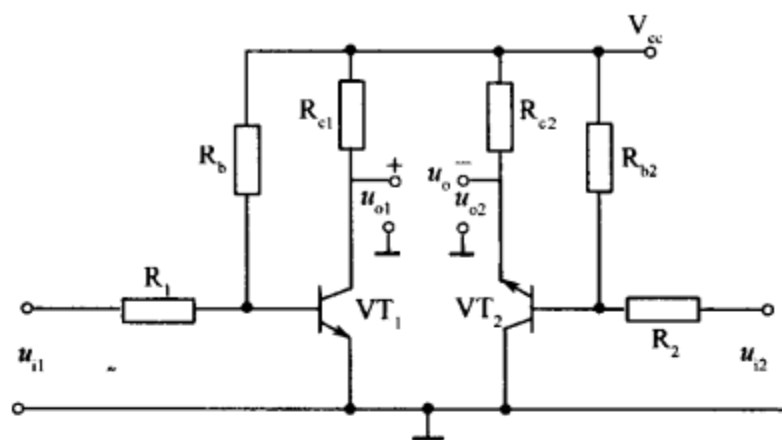


图 7-3 差分放大电路的基本形式

设每一边单管放大电路的电压放大倍数为 A_u , 则

$$u_{o1} = -A_u u_{i1}$$

$$u_{o2} = -A_u u_{i2}$$

输出信号为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = -A_u (u_{i1} - u_{i2})$$

上式表明, 输出电压 u_o 与两个输入电压之差成正比, 所以称为差分放大电路, 差分放大电路虽然是由两个单管放大电路组合而成, 其总的电压放大倍数与一个单管放大电路的电压放大倍数相同, 即差分放大电路的电压放大倍数仍为 A_u 。

(1) 输入差模信号

若在两只三极管输入端同时输入一个大小相等、极性相反的信号, 即

$$u_{i1} = u_i$$

$$u_{i2} = -u_i$$

这种输入方式, 称为差模输入, u_{i1} 和 u_{i2} 称为差模信号。差分放大电路输入差模信号时, 由于两只三极管输入信号大小相等、极性相反, 所以两只三极管输出信号也大小相等、极性相反, 即

$$u_{o1} = -A_u u_{i1} = -A_u u_i$$

$$u_{o2} = -A_u u_{i2} = A_u u_i$$

输出信号为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = -A_u (u_{i1} - u_{i2}) = -2A_u u_i$$

可见, 在输入差模信号时, 差分放大电路的输出电压为两只三极管各自输出电压的 2 倍, 电压放大倍数与单管时相同。

(2) 输入共模信号

若在两只三极管输入端同时输入一个大小相等、极性相同的信号, 即

$$u_{i1} = u_{i2} = u_i$$

这种输入方式, 称为共模输入, u_{i1} 和 u_{i2} 称为共模信号。差分放大电路输入共模信号时, 由于两只三极管输入信号大小相等、极性相同, 所以两只三极管输出信号也大小相等、极性相同, 即

$$u_{o1} = -A_u u_{i1} = -A_u u_i$$

$$u_{o2} = -A_u u_{i2} = -A_u u_i$$

输出信号为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = -A_u (u_{i1} - u_{i2}) = 0$$

可见,在共模输入信号的作用下,对于完全对称的差动放大电路来说,两只三极管的集电极电位变化相同,因而输出电压等于零,所以它对共模信号没有放大能力,即放大倍数为零。

重点提示:如果温度变化,两个差分放大管的电流将按相同的方向一起增大或减小,相当于给放大电路加上一个共模输入信号。所以,可以认为差模输入信号反映了有效的信号,而共模输入信号可以反映由于温度变化等原因而产生的漂移信号或其他干扰信号。

当输入共模信号时,由于差分放大电路输出信号为零,因此,两只三极管的零点漂移在电路的输出端互相抵消,零点漂移为零。实际上,两个单管放大电路不可能绝对对称,只能做到大体对称,但输出端的零点漂移却因此而大大减小。

(3) 输入比较信号

若两个输入信号即非共模,又非差模,即它们的大小和极性是相对任意的,这种输入方式常作为比较输入应用。

由于输出电压 u_o 为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = -A_u (u_{i1} - u_{i2})$$

可见,不仅输出电压大小与两输入电压 u_{i1} 和 u_{i2} 的偏差值有关,而且输出电压的极性也与两输入电压 u_{i1} 和 u_{i2} 的偏差值有关。当 $u_{i2} > u_{i1}$ 时, $u_o > 0$; 当 $u_{i2} = u_{i1}$ 时, $u_o = 0$; 当 $u_{i2} < u_{i1}$ 时, $u_o < 0$ 。

(4) 共模抑制比

由于差分放大电路的温度漂移不可能完全抵消,因此,为了衡量对零点漂移的抑制效果,提出了共模抑制比。差分放大电路的共模抑制比(用 K_{CMR} 表示)定义为,差模电压放大倍数(用 A_d 表示)与共模电压放大倍数(用 A_c 表示)之比,一般用对数表示,单位为分贝,即

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

共模抑制比描述差分放大电路对零点漂移的抑制能力。 K_{CMR} 越大,说明抑制零点漂移的能力越强。在理想情况下,差分放大电路两侧的参数完全对称,两只三极管输出端的温度漂移完全抵消,则共模电压放大倍数 $A_c = 0$, 共模抑制比 $K_{CMR} = \infty$ 。

2. 差分放大电路的改进电路

前面介绍的差分放大电路虽然电路简单,但由于电路参数不可能绝对匹配,所以输出电压 u_o 仍然存在温度漂移,共模抑制比很低。而且,从每个三极管的集电极对地电压来看,其温度漂移与单管放大电路相同,丝毫没有改善。因此,需要对电路进行改进。改进后的差分放大电路主要有两种形式:一种是典型差分放大电路;另一种是恒流源差分放大电路。

(1) 典型差分放大电路

图 7-4 为典型差分放大电路。与前面介绍的电路不同的是,在这个电路中,接入了电位器 R_P 、发射极电阻 R_e 和负电源 $-V_{EE}$ 。

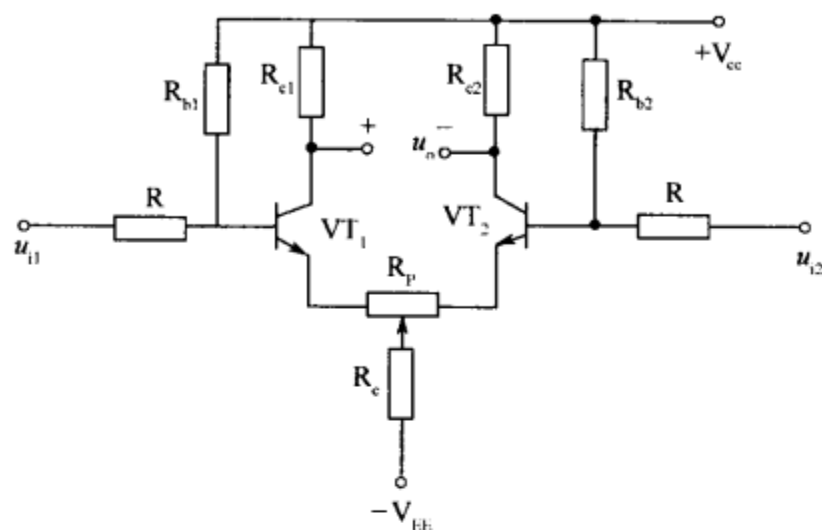


图 7-4 改进后的差分放大电路

R_e 的主要作用是稳定流过它本身的电流,从而限制每只三极管的漂移范围,进一步减小零点漂移。例如,当温度升高使两只三极管的集电极电流 I_{C1} 和 I_{C2} 均增加时,则有如下的抑制漂移的过程:

$$\begin{array}{c} \text{温度} \uparrow \rightarrow \begin{cases} I_{C1} \uparrow \\ I_{C2} \uparrow \end{cases} \rightarrow I_E \uparrow \rightarrow U_{R_e} \uparrow \rightarrow \begin{cases} U_{BE1} \downarrow \rightarrow I_{B1} \downarrow \rightarrow I_{C2} \downarrow \\ U_{BE2} \downarrow \rightarrow I_{B2} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow \end{cases} \end{array}$$

显然,接入了共用发射极反馈电阻 R_e 后,稳定了两个三极管的集电极电流,使零点漂移得到了有效的抑制。 R_e 的阻值越大,稳定效果越好,克服零点漂移的作用也越显著。

同理,凡是由于种种原因(共中也包括两个输入信号中含有共模分量或 50Hz 交流的共模干扰等)引起两个三极管的集电极电流、集电极电位产生同向的漂移时, R_e 对它们都具有电流负反馈作用,使每只三极管的漂移都受到了削弱,这样就进一步增强了差动电路抑制漂移和共模信号的能力。因此 R_e 也称为共模反馈电阻。

那么 R_e 对要放大的差模信号有没有影响呢? 由于差模信号使两只三极管的集电极电流产生异向变化,只要电路的对称性足够好,两只三极管电流,一增一减,其变化量相等,通过 R_e 中的电流就近于不变,不起负反馈作用。因此, R_e 基本上不影响差模信号的放大效果。

如上所述, R_e 能区别对待共模信号与差模信号,这正是所期望的。例如,差动放大电路的两个输入信号中既含有待放大的差模分量,又含有较大的共模分量时,如果未设置共模反馈电阻 R_e ,则较大的共模分量会使两个三极管的工作点发生较大的偏移,甚至有可能进入非线性区而使放大电路工作失常。接入 R_e 后,由于它对共模信号的负反馈作用,稳定了工作点,使它不进入非线性区,而且又近于与差模信号无关。这样,对差模信号的放大性能就不易受共模信号大小的影响。

虽然 R_e 越大,对抑制零点漂移的作用越明显,但是,在 V_{cc} 一定时,过大的 R_e 会使集电极电流过小,影响静态工作点和电压放大倍数,为此,接入负电源 $-V_{EE}$,来抵偿 R_e 两端的直流压降,使集电极电流接近不变,从而获得合适的静态工作点。

电位器 R_P 是调平衡用的,又称调零电位器,因为电路不会完全对称,当输入电压为零

时,输出电压不一定等于零,这时,可通过 R_P 来改变两个三极管的初始工作状态,从而使输出电压为零。但 R_P 对差模信号也起负反馈的作用,因此,阻值不宜过大, R_P 一般取几十欧到几百欧。

(2)恒流源差分放大电路

在典型差分放大电路中,电阻 R_e 越大,则共模负反馈作用越强,抑制零漂的效果越好。但是, R_e 越大,为了得到同样的工作电流所需的负电源 $-V_{EE}$ 的值也越高。为了获得比较好的抑制零点漂移效果,同时又不要求过高 $-V_{EE}$ 值。在实际电路中,常采用恒流三极管代替 R_e ,这样,不但可有效抑制零点漂移,而且又适合集成电路制造工艺中用三极管代替大电阻的特点,因此,这种恒流源差分放大电路在集成运放中被广泛采用。

什么是晶体管恒流源呢?为了说明这个问题,我们再来复习三极管在放大区的恒流特性。图 7-5 是三极管的输出特性曲线,在放大区内,集电极电流 i_C 基本上由基极电流 i_B 决定,当 i_B 恒定时, i_C 也保持恒定,几乎不受 u_{CE} 变化的影响,这就意味着,三极管集电极和发射极之间的动态电阻($r_{ce} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C}$)非常大,一般可达几十千欧到几百千欧,而集电极与发射极之间的管压降 u_{CE} 却只有几伏。如果在偏置电路设置上能使三极管的基极电流保持恒定,集电极电流也就恒定了,因此称之为晶体管恒流源。

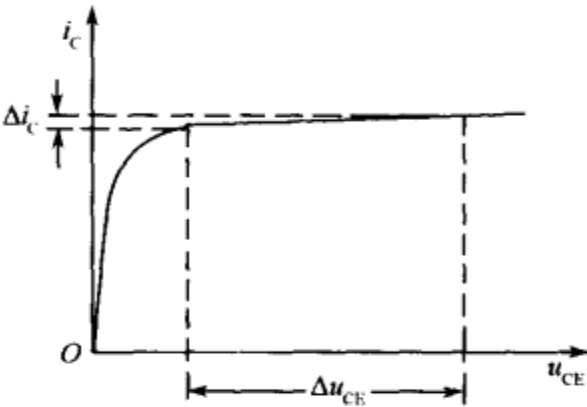


图 7-5 三极管输出特性的恒流区

图 7-6 是具有恒流源的差分放大电路。图中, R_{b3} 、 R_{b4} 为电阻分压器,固定了 VT_3 的基极电位 U_{b3} 。当温度升高引起 I_{c3} 增加时, R_e 两端的电压也要增加,但因 U_{b3} 为固定值,所以, U_{be3} 下降, I_{b3} 随之减小,因此抑制了 I_{c3} 的上升。只要 I_{c3} 保持恒定不变,则 I_{c1} 和 I_{c2} 也就不能发生变化, VT_1 和 VT_2 的集电极电位也将保持不变,从而达到了抑制零点漂移的目的。

有时,为了简化起见,常常不把恒流源差分放大电路中恒流管 VT_3 的具体电路画出,而采用一个简化的恒流源符号来表示,同时,将 VT_1 、 VT_2 的基极偏置电阻也简化掉,如图 7-7 所示。

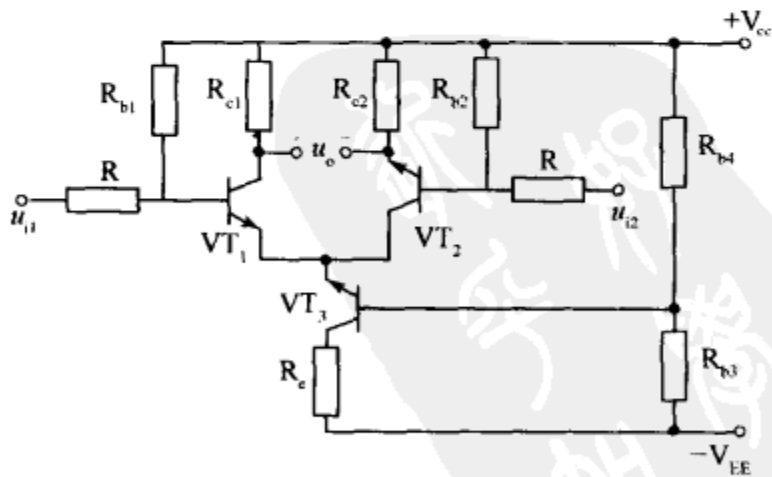


图 7-6 恒流源差分放大电路

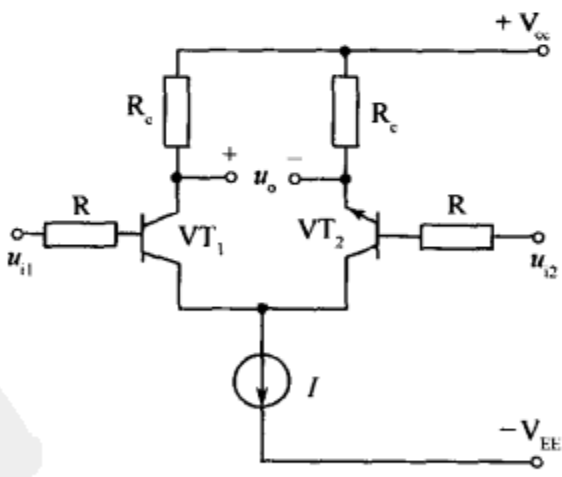


图 7-7 恒流源差分放大电路的简化画法

3. 差分放大电路输入、输出的接法

差分放大电路有两个放大三极管,它们的基极和集电极分别是放大电路的两个输入

端和两个输出端。差分放大电路的输入、输出端可以有四种不同的接法,即双端输入、双端输出,双端输入、单端输出,单端输入、单端输出和单端输入、双端输出。当输入、输出的接法不同时,放大电路的性能、特点也不尽相同,下面分别进行介绍。

1) 双端输入、双端输出

图 7-8 是双端输入、双端输出差分放大电路。电路中, VT_1 和 VT_2 是两只型号和性能相同的三极管, u_{i1} 和 u_{i2} 是两个输入信号, u_o 是差分放大器的输出信号。

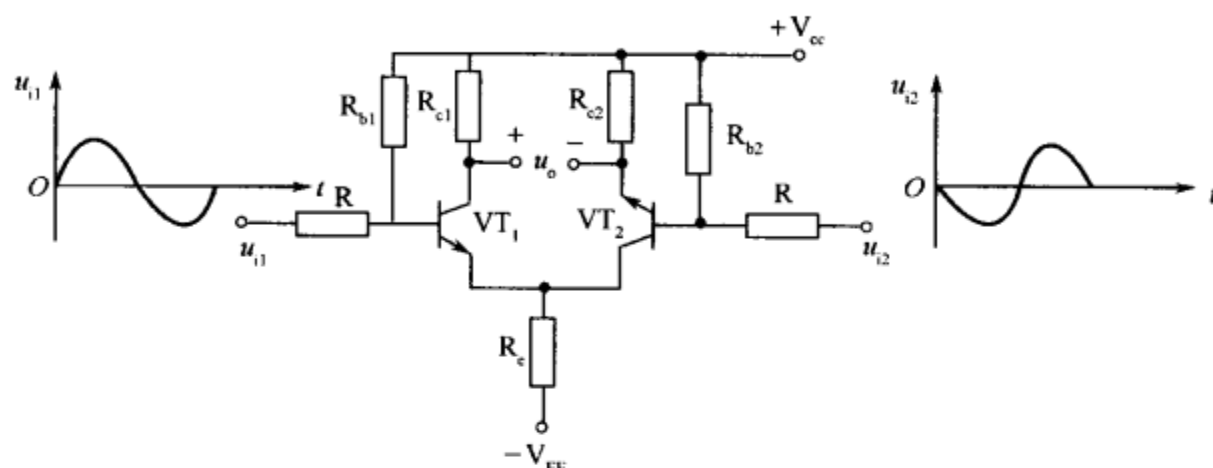


图 7-8 双端输入、双端输出电路

(1) 直流电路分析

电路中, R_{b1} 和 R_{b2} 是 VT_1 、 VT_2 基极偏置电阻,其大小应相等; R_{c1} 、 R_{c2} 是 VT_1 、 VT_2 的集电极负载电阻,为了保证电路的对称性, R_{b1} 和 R_{b2} 大小应相等, R_{c1} 、 R_{c2} 大小也应相等; R_e 是两只三极管共用的发射极反馈电阻。

(2) 双端输入电路分析

加在 VT_1 和 VT_2 基极的两个信号是差模信号 u_{i1} 和 u_{i2} ,当 VT_1 基极上的输入信号为正半周时,使 VT_1 的基极电流增大,此时 VT_2 基极上的输入信号为负半周,使 VT_2 的基极电流减小。当输入信号变化到另一个半周后, VT_1 基极上的信号为负半周使 VT_1 基极电流减小,此时 VT_2 基极上的信号为正半周使 VT_2 基极电流增大,这是给差分放大器输入差模信号时的输入电路工作情况。

(3) 双端输出电路分析

差分放大器输出信号取自 VT_1 和 VT_2 集电极之间,当没有差模信号输入时, VT_1 和 VT_2 中的基极电流是相等的(两管直流电路对称),所以两只三极管的集电极直流电压相等(两只三极管的性能一致),输出信号电压等于两只三极管的集电极电压之差,由于 VT_1 和 VT_2 的集电极电压相等,所以两只三极管的集电极电压之差为 0。

当输入差模信号时,差模信号引起两只三极管的基极电流反方向变化,两只三极管集电极电流的相位变化也反相,即当一只三极管的集电极电流增大时,另一只三极管的集电极电流减小,由于两只三极管的集电极电流反方向变化,所以 VT_1 和 VT_2 集电极电压相位也是反相的,即当一只三极管集电极电压在增大时,另一只三极管集电极电压则在减小。 VT_1 和 VT_2 集电极电压之差为放大器的输出信号 u_o ,在输入差模信号时,差分放大器输出了放大后的差模信号。

当输入共模信号时,共模信号引起两只三极管基极电流的变化是相同的,这样 VT_1 和 VT_2 集电极电流的相位变化也是相同的,即当一只三极管的集电极电流在增大时,另

一只三极管的集电极电流也在增大,并且增大的量相等,这样 VT_1 和 VT_2 集电极电压之差等于零,即 $u_o=0$,说明这一差分放大器不能放大共模信号,即对共模信号无放大能力。

2) 双端输入、单端输出

如图 7-9 所示电路中,输入信号加到两个三极管的基极,而输出信号 u_o 取自 VT_1 (或 VT_2) 集电极与地端之间,因此,这是一个双端输入、单端输出差分放大电路。

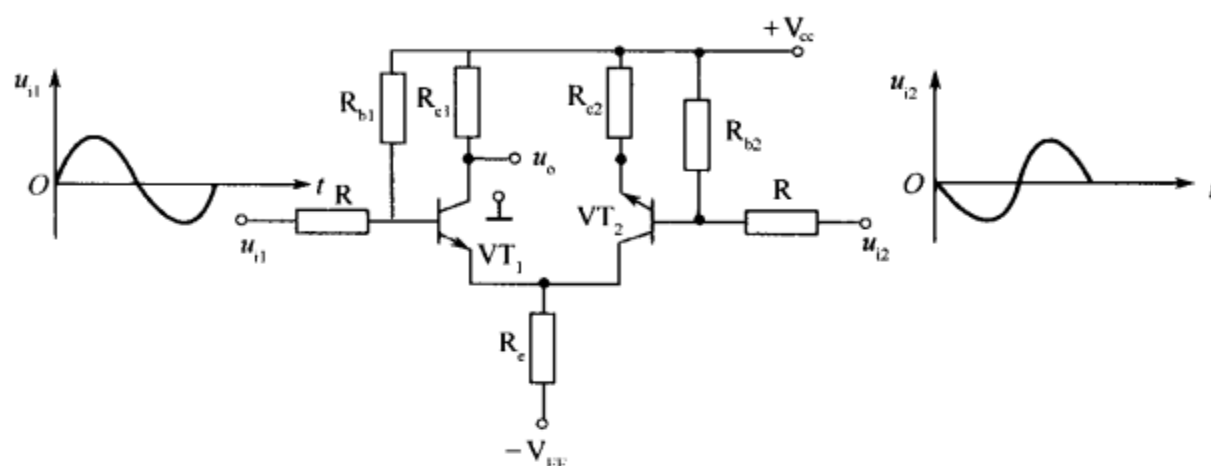


图 7-9 双端输入、单端输出差分放大电路

差模信号 u_{i1} 和 u_{i2} 分别加到 VT_1 和 VT_2 基极,这一放大器的输出信号取自 VT_1 集电极与地端之间,这样差模信号只被 VT_1 放大,即只有输入信号 u_{i1} 受到 VT_1 的放大, VT_2 对差模信号的输出没有起直接的作用。这一差分放大器电路与双端输入、双端输出式电路相比,输出信号的大小只有后者的一半,即电压放大倍数减小了一半。

重点提示:需要指出,在差分放大器中,为了抑制共模信号,必须设置阻值较大的发射极负反馈电阻,在单端输出电路中, VT_2 虽然对输出信号的放大没有起直接作用,但可以使发射极电阻对差模信号不存在负反馈。

另外,在双端输入、单端输出差分放大器中,输出信号也可以从 VT_2 的集电极与地端之间输出,此时 VT_1 集电极就不输出信号了。在这两种输出方式中,输出信号的电压相位是相反的。当输出端确定之后,输入端就有同相和反相两个输入端。如果信号从 VT_1 集电极输出,则 VT_1 基极为反相输入端, VT_2 基极为同相输入端。如果信号从 VT_2 集电极输出,则 VT_1 基极为同相输入端, VT_2 基极为反相输入端。同相输入端与输出端之间的信号电压相位相同,当输入信号电压增大时,输出信号电压也增大。反相输入端与输出端之间的信号电压相位相反,当反相输入端的信号电压在增大时,输出信号电压在减小。

3) 单端输入、单端输出

图 7-10 是单端输入、单端输出差分放大电路。

输入信号 u_{i1} 从 VT_1 基极与地端之间输入, VT_2 基极上没有另加输入信号,而是通过电容 C 交流接地。因为电路中只有一个输入信号端和一个输出信号端,所以将这种差分放大器电路称为单端输入、单端输出差分放大器。

(1) 直流电路分析

电路中, R_{b1} 、 R_{b2} 为 VT_1 、 VT_2 提供基极偏置电流, R_e 是两只三极管共用的发射极电阻, R_{c1} 和 R_{c2} 分别是 VT_1 和 VT_2 的集电极负载电阻。 VT_1 和 VT_2 工作在放大状态,且两只三极管的直流电流工作状态相同。

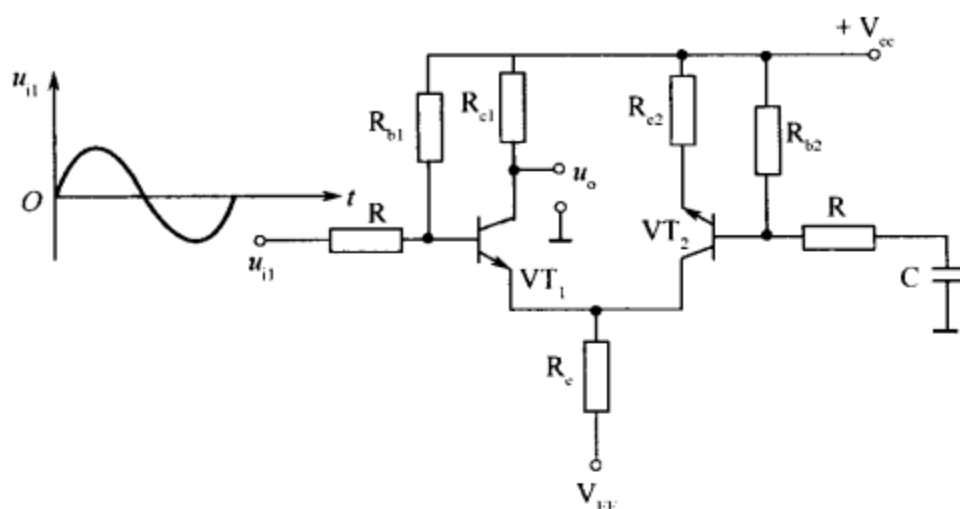


图 7-10 单端输入、单端输出差分放大电路

(2) 单端输入电路分析

当输入信号 u_{il} 为正时, 由于发射极电压跟随基极电压, 所以 VT_1 的发射极电压也为正, 由于 VT_1 发射极电压为正, 使 VT_2 发射结的正向偏置电压 U_{be} 减小, 将引起 VT_2 基极电流减小; 当输入信号电压为负时, VT_1 发射极电压为负, 此时对 VT_2 的发射结偏置电压而言是正向的, 所以 VT_2 的基极电流增大。

VT_1 和 VT_2 发射结在直流偏置电压下已导通, 由于正向偏置电压是相等的, 所以两只三极管发射结导通后内阻相等, 两只三极管发射结内阻串联后接在输入信号电压 u_{il} 上, 这样两只三极管发射结上的输入信号电压相等, 且只有 u_{il} 的一半。这样, VT_1 和 VT_2 每只三极管只相当于有一半的输入信号 u_{il} 。

由上述输入电路分析可知, 当给差分放大器输入一个信号时, 也能引起两只三极管的基极电流反向变化, 这相当于给差分放大器输入了差模信号。

(3) 单端输出电路分析

输入信号 u_{il} 加到 VT_1 和 VT_2 基极之间, 两只三极管分别放大输入信号, 由于输出信号是从 VT_1 的集电极与地端之间取出的, 而输入到 VT_1 基极的信号只有输入信号 u_{il} 的一半, 所以这一放大器对差模信号的放大倍数只有双端输出时的一半。

重点提示: 对单端输入、单端输出差分放大器, 需要说明以下几点。

① 输出信号不仅可以从 VT_1 集电极与地端之间输出, 也可以从 VT_2 集电极与地端之间输出。当从不同三极管的集电极输出信号时, 输出信号电压相位与输入信号电压相位不同。当输出信号取自 VT_1 集电极时, 此时输出信号电压与输入信号电压反相; 当从 VT_2 集电极输出信号时, 输出信号电压与输入信号电压同相。

② 在单端输入电路中, 有一只三极管的基极要交流接地, 这样输入信号才能成回路。

③ 只要是单端输入电路, 加到每只三极管基极的信号就只有输入信号的一半; 只要是单端输出电路, 差模输出信号就只受到了一只三极管的放大。

4) 单端输入、双端输出

图 7-11 是单端输入、双端输出差分放大电路。

对于单端输入、双端输出差分放大器, 由于实际加到两只三极管基极上的信号电压只有输入信号电压的一半, 两只放大管分别放大一半信号之后再在输出端合并, 所以放大器总的放大倍数相当于一只三极管的放大倍数。

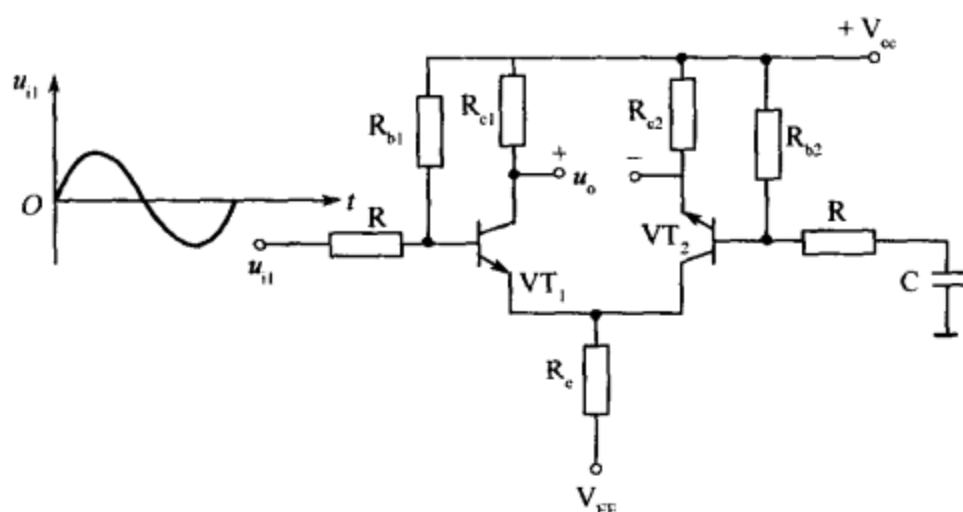


图 7-11 单端输入、双端输出差分放大电路

另外,在单端输入电路中,只有两只三极管共用的发射极电阻比较大时,VT₂ 才能有接近一半 u_{i1} 信号的输入,因为电阻 R_e 对 VT₁ 发射极上的信号存在着一定的对地分流衰减作用。

归纳总结:现将差分放大电路四种不同接法的特点归纳总结如下。

- ①双端输出时,差模电压放大倍数基本上与单管放大电路的电压放大倍数相同;单端输出时,约为双端输出时的一半。
 - ②双端输出时,输出电阻 $R_o = 2R_c$ (R_c 为集电极负载电阻);单端输出时, $R_o = R_c$ 。
 - ③双端输出时,因为两只三极管集电极电压的温度漂移互相抵消,所以在理想情况下,共模抑制比 $K_{CMR} = \infty$;单端输出时,由于通过电阻 R_e 或恒流三极管引入了很强的共模负反馈,因此仍能得到较高的共模抑制比,当然不如双端输出时高。
 - ④单端输出时,可以选择从不同的三极管输出,而使输出电压与输入电压反相或同相。
 - ⑤单端输入时,由于引入了很强的共模负反馈,两个三极管仍基本上工作在差分状态。
- 为便于对照比较,表 7-1 列出了四种不同接法时差分放大电路的主要性能和特点。

表 7-1 差分放大电路四种接法的性能比较

性能 \ 接法	双端输入、双端输出	双端输入、单端输出	单端输入、单端输出	单端输入、双端输出
共模抑制比	很高	较高	较高	很高
输入电阻	$2(R+r_{be})$	$2(R+r_{be})$	约 $2(R+r_{be})$	约 $2(R+r_{be})$
输出电阻	$2R_c$	R_c	R_c	$2R_c$
特点	①差模电压放大倍数与单管放大电路基本相同。 ②理想情况下,共模抑制比为无穷大。 ③适用于输入及负载均不接地的情况	①差模电压放大倍数约为双端输出时的一半。 ②共模抑制比较高。 ③适用于将双端输入转换为单端输出的情况	①差模电压放大倍数约为双端输出时的一半。 ②比单管放大电路具有较强的抑制零点漂移能力。 ③适用于输入、输出均要求接地的情况。 ④选择不同的三极管输出,可使输出电压与输入电压反相或同相	①差模电压放大倍数与单管放大电路基本相同。 ②理想情况下,共模抑制比为无穷大。 ③适用于将单管输入转换为双端输出的情况

二、偏置电路

偏置电路的作用是向各放大级提供合适的偏置电流,建立各级的静态工作点。为了提高输入电阻、降低输入偏置电流及温度漂移等指标,差动输入级的工作电流应该为微安数量级,而且要比比较稳定,即当温度和电源电压变化时,所设置的偏流不能有太大的变化。从过去的观点来看,只要加大偏置电阻就行,但在集成电路中,阻值超过 $100\text{k}\Omega$ 就将变成不现实。为此,就要设计一种用不太大的电阻获取小电流的电路。在集成电路中,常用的偏置电路有以下几种。

1. 镜像电流源

图 7-12 是一种在集成电路中常见的偏置电路。电源 V_{cc} 通过 R 和 VT_1 产生一个基准电流 I_R ,且

$$I_R = \frac{V_{cc} - U_{BE1}}{R}$$

在 VT_2 的集电极得到相应的 I_{C2} ,作为提供给其他放大级的偏置电流。由于 $U_{BE1} = U_{BE2}$,而 VT_1 和 VT_2 是做在同一硅片上的两个相邻的三极管,工艺、结构和参数基本一致,因此可以认为

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

则

$$I_{C2} = I_{C1} = I_R - 2I_B = I_R - 2 \frac{I_{C2}}{\beta}$$

所以

$$I_{C2} = I_R \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

当 $\beta \gg 2$ 时,上式可简化为

$$I_{C2} \approx I_R = \frac{V_{cc} - U_{BE1}}{R}$$

由于输出电流 I_{C2} 和基准电流 I_R 相等,它们之间如同是镜像的关系,所以,这种恒流源电路称为镜像恒流源。这种电路的优点是结构简单,并具有一定的温度补偿作用。

2. 比例电流源

在镜像电流源的基础上,在 VT_1 、 VT_2 的发射极分别接入两个电阻 R_1 、 R_2 ,即可组成比例电流源,如图 7-13 所示。

由图可得

$$U_{BE1} + I_{E1}R_1 = U_{BE2} + I_{E2}R_2$$

由于 VT_1 、 VT_2 是做在同一硅片上的两个相邻的三极管,因此,可认为 $U_{BE1} = U_{BE2}$,则

$$I_{E1}R_1 = I_{E2}R_2$$

如果两只三极管的基极电流可忽略不计,由上式可得

$$I_{C2} \approx \frac{R_1}{R_2} I_{C1} \approx \frac{R_1}{R_2} I_R$$

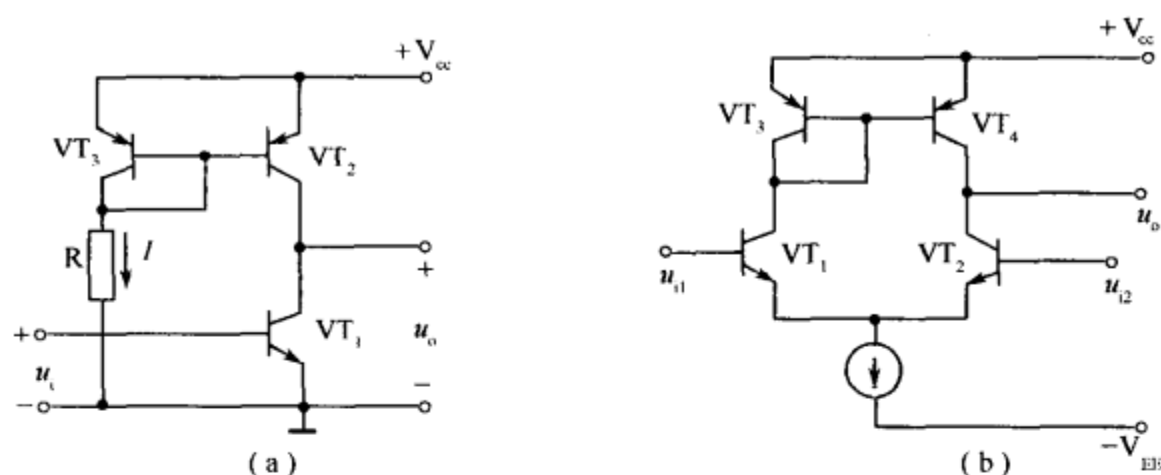


图 7-15 有源负载

(a)有源负载单管共射极放大电路；(b)有源负载差分放大电路。

图可见,此放大电路采用双端输入、单端输出接法。 VT_1 、 VT_2 发射极的恒流源决定放大管的工作电流。

2. 复合管

集成运放的中间级采用复合管时,不仅可以获得很高的电流放大倍数,而且能够提高中间级的输入电阻,以免对前级放大倍数产生不良影响。

什么是复合管呢? 复合管是把两个(或两个以上)三极管的适当电极直接连接起来代替一只三极管使用。一般有两种接法:第一种接法是由两只导电特性一致(同是 NPN 型三极管或同是 PNP 型三极管)的三极管构成,如图 7-16(a)、(b)所示;第二种接法是由两只导电特性不同的三极管构成,如图 7-16(c)、(d)所示。

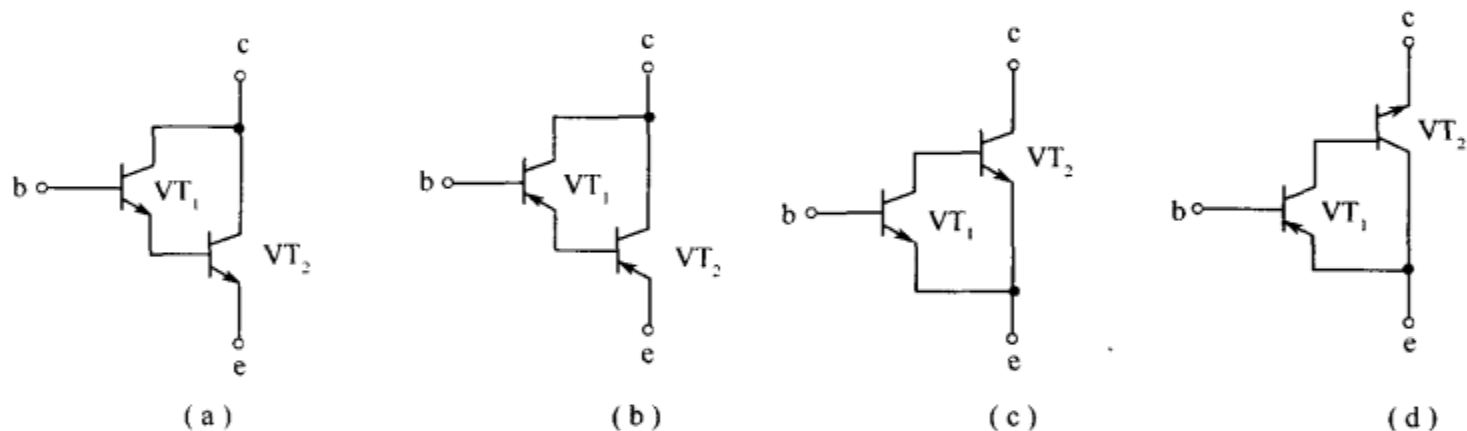


图 7-16 复合管的接法

(a)NPN 型(第一种接法);(b)PNP 型(第一种接法);(c)NPN 型(第二种接法);(d)PNP 型(第二种接法)。

复合管的电流放大倍数 β 近似等于两只三极管 β 的乘积,即 $\beta = \beta_1 \beta_2$ 。这是因为, VT_1 的基极信号电流 I_{B1} 经 VT_1 放大 $(1 + \beta)$ 倍后成为 VT_2 的基极注入电流 I_{B2} , ($I_{B2} = \beta_1 I_{B1}$)、它又被 VT_2 再次放大 β_2 倍,成为 VT_2 的集电极电流 I_{C2} ,所以 $I_{C2} \approx \beta_1 \beta_2 I_{B1}$ 。这就是说,复合管的总电流放大系数为两只三极管电流放大系数的乘积。

另外,不同导电特性的三极管组成复合管时,复合管的导电特性取决于第一只三极管, β 值仍为两只三极管 β 的乘积。

在集成运放中,复合管不仅用于中间级,而且也常常用于输入级与输出级。

四、输出级

输出级的主要作用是给出足够的电流,以满足负载的需要,同时,还要具有较低的输

出电阻和较高的输入电阻,以起到将放大级和负载隔离的作用。放大倍数不必太高,但也不能太低,否则总的开环增益将受影响。除此之外,还应该有过载保护,以防输出端意外短路或负载电流过大把三极管烧坏。不言而喻,波形失真也应该尽可能限制在一定程度之内;否则在大幅度运行或小幅度运行(此时交越失真较突出)时都要影响精度。

集成运放的输出级通常为射极输出器或互补对称电路,其工作原理在第二章已作了详细介绍,这里不再重复,下面仅对过载保护电路作一简要说明。

过载保护电路的作用是,当负载电流超过规定值时,保护输出级的功率管免被烧毁,以保证安全。常用的过载保护电路有二极管保护电路和三极管保护电路等。

在图 7-17(a)中,二极管 VD_3 、 VD_4 和电阻 R_{e1} 、 R_{e2} 组成过载保护电路。当输出电流正常时, VD_3 、 VD_4 截止,不起作用。若流过功率管 VT_1 的正向电流过大,则 R_{e1} 上压降升高,使 VD_3 导通, VT_1 原来的基极电流中将有一部分被分流到 VD_1 、 VD_3 支路,由于基流减小,使 VT_1 的输出电流无法增大,从而保护了功率管 VT_1 。同理,如果流过 VT_2 的反向电流过大,则 R_{e2} 上压降升高,使 VD_4 导通,将 VT_2 的基流分流,以保护 VT_2 避免电流过大。

在图 7-17(b)中,三极管 VT_3 、 VT_4 和电阻 R_{e1} 、 R_{e2} 起过载保护作用,当输出电流正常时, VT_3 、 VT_4 截止,不起作用。若流过功率管 VT_1 的正向电流过大,则 R_{e1} 上压降升高,使 VT_3 导通, VT_1 原来的基极电流中将有一部分被 VT_3 分流,由于基流减小,使 VT_1 的输出电流无法增大,从而保护了功率管 VT_1 。同理,如果流过 VT_2 的反向电流过大,则 R_{e2} 上压降升高,使 VT_4 导通,将 VT_2 的基流分流,以保护 VT_2 避免电流过大。

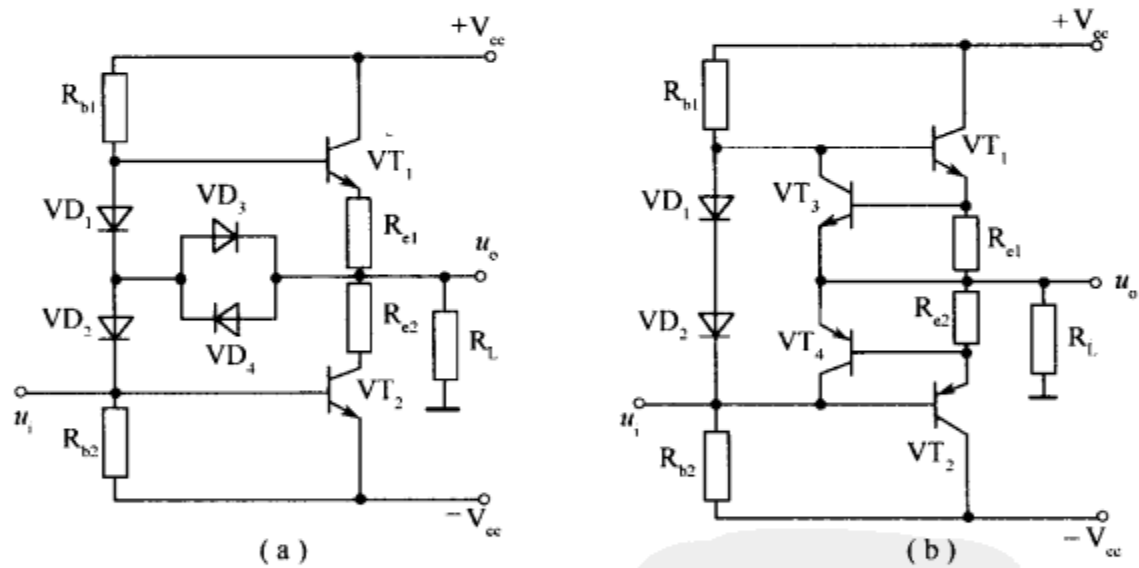


图 7-17 过载保护电路
(a)二极管保护电路; (b)三极管保护电路。

五、集成运放的主要技术参数

运算放大器的性能可用一些参数来表示。为了合理地选用和正确地使用运算放大器,必须了解各主要参数的意义。

1. 开环电压放大倍数 A_{od}

在没有外接反馈电路、输出端开路、输入端加一个低频小信号电压时所测出的电压放大倍数,称为开环电压放大倍数。 A_{od} 越高越稳定,所构成运算电路的运算精度也越高。

2. 输入失调电压 U_{IO}

理想的运算放大器,当输入电压 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ (即把两输入端同时接地)时,输出电压 $u_o = 0$ 。但在实际的运算放大器中,由于制造中元件参数的不对称性等原因,当输入电压为零时, $u_o \neq 0$ 。反过来说,如果要 $u_o = 0$,必须在输入端加一个很小的补偿电压,它就是输入失调电压。 U_{IO} 一般在毫伏数量级,显然它越小越好。

3. 输入失调电流 I_{IO}

输入失调电流是指输入信号为零时,两个输入端静态基极电流之差。 I_{IO} 一般在零点零几微安到零点几微安数量级,其值越小越好。

4. 输入偏置电流 I_{IB}

输入信号为零时,两个输入端静态基极电流的平均值,称为输入偏置电流。它的大小主要和电路中第一级三极管的性能有关。这个电流也是越小越好。

以上简单地介绍了运算放大器的几个主要参数的意义,运算放大器还有其他一些参数,如开环输入电阻、开环输出电阻、温度漂移、功率损耗等,这里不再一一说明。

总之,集成运算放大器具有开环电压放大倍数高、输入电阻高、输出电阻低、漂移小、可靠性高、体积小等主要特点,所以它已成为一种通用器件,广泛而灵活地应用于各个技术领域中。在选用集成运算放大器时,就像选用其他电路元件一样,要根据它们的参数说明,确定合适的型号。

第三节 基本运算放大电路

一、运算放大器的分类

运算放大器(简称运放)按运算的方式不同,分为反相运算电路、同相运算电路、差动运算电路、积分运算电路、微分运算电路和对数运算电路等。按内部运算器数量的不同,分为单运放(如 $\mu A741$)、双运放(如 LM4558、LM358)以及四运放(如 LM324)等。按内部结构不同,分为双极性三极管组成的运放(如 LM324 等)和场效应管作差分输入级的 FET-BJT 高输入阻抗运放(也称 Bi-FET 运放)如 TL084、CA3140 等。

由于双极性运放输入阻抗不够高(仅 $1M\Omega$ 左右),转换速率低,带宽也窄,所以,在一些电路应用中受到一定的限制,如 LM324 作高保真放大器的前置,效果就不佳,作“在线测量器”会造成测量不准确。而差分输入级采用场效应管与双极性三极管制作在同一基片上的运放,如 TL084、CA3140 等,它们的输入阻抗很高,输入失调电流、偏流都小,频带宽,转换速率高,这是双极型三极管运放所无法比拟的,通常双极型三极管运放能工作的电路它都能代换。

二、运算放大器的特点

运算放大器具有以下特点:

①它是一种放大倍数很高的放大器,内部电路全部采用直接耦合电路,所以这种电路可以放大直流信号。

②运算放大器一般不工作于开环状态,一方面由于电压放大倍数很高,即使输入毫伏

级以下的信号,也足以使输出电压饱和(达到接近正电源电压或负电源电压值);另一方面,由于干扰,使工作难于稳定。所以,运算放大器通常都是工作于闭环状态的,就是要用电阻、电容、二极管等元件跨接于输出端和反相输入端之间而引入深度电压负反馈。在加入负反馈后,放大器的增益将下降,此时的增益称为闭环增益。

③在分析运算电路时,运算放大器可用图 7-18 所示的符号来表示。

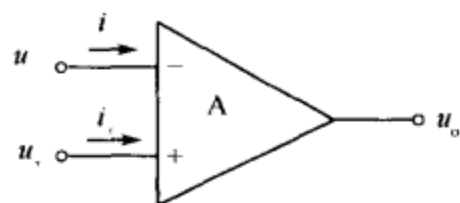


图 7-18 运算放大器的符号

运算放大器有两个输入端和一个输出端。同相输入端标上“+”号,反相输入端标上“-”号,它们对“地”的电压(即两输入端的电位)分别用 u_+ 和 u_- 表示。同相和反相输入端是指输入端与输出端之间信号电压的相位关系。同相输入端与输出端的信号相位相同;反相输入端与输出端相位相反。即同相输入端的输入信号在增大时,输出端的信号也在增大;而反相输入端的信号在增大时,输出端的信号在减小。

④对于工作在线性区的理想运算放大器,存在以下两条重要结论:

- 运算放大器的输出电压 u_o 由下式决定,即

$$u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$$

式中: u_o 为运算放大器的输出电压; A_{od} 为运算放大器的开环放大倍数; u_+ 为同相输入端信号电压; u_- 为反相输入端信号电压。

由于运算放大器的开环电压放大倍数 A_{od} 很高,而输出电压是一个有限的数值,故从 $u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$ 可知

$$u_+ - u_- = \frac{u_o}{A_{od}} \approx 0$$

所以 $u_+ \approx u_-$ 。

上式表明,同相输入端与反相输入端两点的电压相等,如同将两点短路一样,但是,该两点实际上并未真正短路,只是表面上似乎短路,因此是虚设的短路,所以,将这种现象称为“虚短”。

重点提示:在反相输入时,同相端接“地”,即 $u_+ = 0$,根据上条结论可得 $u_- \approx 0$ 。这就是说,反相输入端的电位接近于“地”电位,它是一个不接“地”的接“地”端,通常称为“虚地”。

• 由于运算放大器的开环输入电阻很高,一般高达几百千欧以上,故可认为反相输入端和同相输入端的输入电流小到可以忽略不计,即 $i_+ = i_- = 0$,如同电路被断开一样,所以,将这种现象称为“虚断”。

重点提示:理想运算放大器是指开环差模电压放大倍数 $A_{od} = \infty$,差模输入电阻 $r_{id} = \infty$,输出电阻 $r_o = 0$,共模抑制比 $K_{CMR} = \infty$ 的运算放大器。实际的运算放大器不可能达到上述指标,但是,随着集成运算放大器技术的不断发展,现在已能生产出很多高性能的集成运算放大器,它们的性能指标已趋近于理想条件。所以,利用理想集成运算放大器导出的“虚短”和“虚断”的概念,对各种集成运算放大器应用电路进行分析和计算,既可简化分析和计算过程,又不致引起明显的误差。因此,在以后对集成运算放大器各种应用电路的

分析中,都将集成运算放大器当成理想器件来考虑。

三、常见运算放大电路

由于运算放大器有两个输入端,一个输出端,为保证运放工作在线性区,通常都要使运算放大器工作在闭环状态下。下面主要介绍常见的比例运算电路、求和电路和微分和积分电路。

1. 比例运算电路

能将模拟输入信号按比例放大的电路称为比例运算放大电路,简称比例运算电路和比例电路。比例运算放大电路有反相输入和同相输入两种形式,下面分别加以介绍。

(1) 反相比比例运算电路

反相比比例运算电路如图 7-19 所示。

模拟输入信号 u_i 经电阻 R_1 加到集成运算放大器的反相输入端,集成运算放大器的同相输入端经电阻 R_2 接地。输出电压 u_o 经电阻 R_F 加到集成运算放大器的反相输入端,形成深度负反馈。

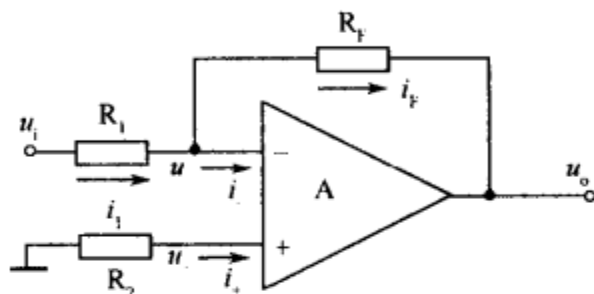


图 7-19 反相比比例运算电路

重点提示:对于反相比比例运算电路,因为反馈信号取自运算放大器的输出电压,所以,是一个电压反馈,又由于反馈信号与输入信号以电流的形式相加,所以,是一个并联反馈,综合以上分析可知,这是一个电压并联负反馈电路。

R_2 是平衡电阻,为了保持差动放大电路的对称结构,两个输入电路的电阻应尽可能相等,即 $R_2 = R_1 // R_F$ 。

在图 9-17 中,根据“虚断”概念,可知 $i_+ = 0$,即 R_2 上没有压降,则 $u_+ = 0$,又根据“虚短”概念可得

$$u_- = u_+ = 0$$

根据“虚断”概念可知 $i_- = 0$,因此

$$i_1 = i_F$$

即

$$\frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_o}{R_F}$$

因此

$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i$$

由此可求出反相比比例运算放大电路的电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_F}{R_1}$$

式 $u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i$ 表明,对于反相比比例运算放大电路,输出电压与输入电压之间具有比

例关系,其比例系数为 $-\frac{R_F}{R_1}$,负号表示输出电压与输入电压的变化方向相反。对于正弦

信号而言,表示输出电压与输入电压反相;对于直流信号而言,表示输出电压与输入电压的极性相反。

在图 7-19 中,当 $R_F=R_1$ 时,有 $u_o=-u_i$,此时,电路成为一个反相器,可用来完成变号运算。

(2)同相比例运算电路

如果输入信号从同相输入端引入的运算电路,便是同相比例运算电路。同相比例运算电路如图 7-20 所示。输出电压 u_o 仍然经电阻 R_F 反馈到集成运算放大器的反相输入端,电阻 R_2 是平衡电阻,为保证集成运算放大器同相输入端和反相输入端的外接电阻相等。

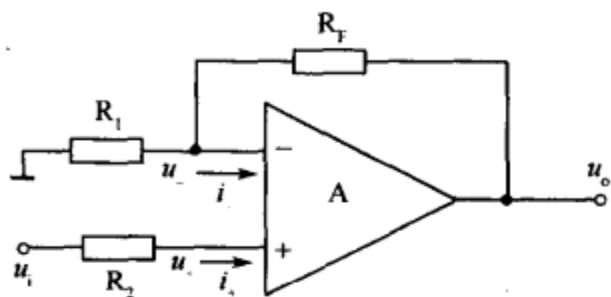


图 7-20 同相比例运算电路

重点提示:对于同相比例运算电路,因为反馈信号取自运算放大器的输出电压,所以,是一个电压反馈,又由于反馈信号与输入信号以电压的形式相加,所以,是一个串联反馈,综合以上分析可知,这是一个电压串联负反馈电路。

根据“虚断”和“虚短”的概念可知 $i_- = i_+ = 0$,故

$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o$$

由于

$$u_- = u_+ = u_i$$

所以

$$u_i = \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o$$

即

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i$$

由此可求出同相比例运算放大电路的电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

式 $u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i$ 表明,在集成运算放大器为理想的情况下,同相比例运算放大电路中,输出电压与输入电压之间具有一定的比例关系,其比例系数为 $\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$,输出电压与输入电压的相位相同。

重点提示:若将同相比例运算放大电路中的 R_1 开路,即可组成电压跟随器,如图 7-21 所示。图中,电阻 R_2 和 R_F 起限流作用,用以限制意外事故时流入集成运算放大器两个输入端的电流。

由 $u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_i, R_1 = \infty$ 可知

$$u_o = u_i$$

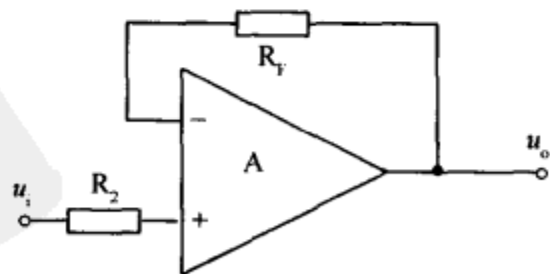


图 7-21 电压跟随器

由此可见,在图 7-21 所示的电路中,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 不仅大小相等,而且相位相同,即输出电压完全跟随着输入电压而变化,故称为电压跟随器。

(3) 差动比例运算电路

在运算放大器的反相输入端和同相输入端同时加入输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 时,就构成了差动比例运算电路,如图 7-22 所示。

为了保证运算两个输入端对地电阻平衡,通常要求 $R_1=R_2, R_F=R_3$ 。

由于“虚断”,所以 $i_- = i_+ = 0$ 。

反相输入端的电位为

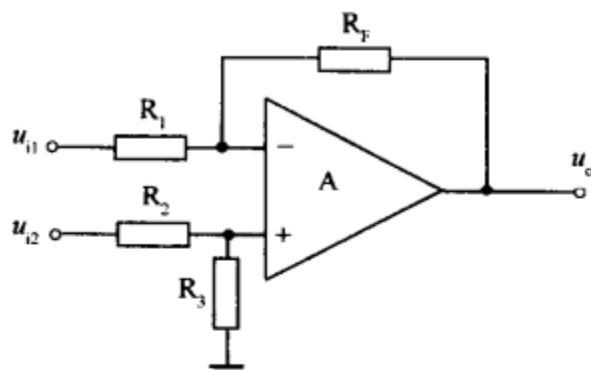


图 7-22 差动比例运算电路

$$u_- = u_{i1} - i_1 R_1 = u_{i1} - \frac{u_{i1} - u_o}{R_1 + R_F} R_1$$

因此

$$u_- = \frac{R_F}{R_1 + R_F} u_{i1} + \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o$$

同相输入端的电位为

$$u_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2}$$

因为“虚短”,即 $u_+ = u_-$, 所以

$$\frac{R_F}{R_1 + R_F} u_{i1} + \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_o = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2}$$

若取 $R_1=R_2, R_F=R_3$, 则可得

$$u_o = \frac{R_F}{R_1} (u_{i2} - u_{i1})$$

可见,输出电压与两个输入信号之差 $(u_{i2} - u_{i1})$ 成正比,故称为差动比例运算或差动输入放大电路。若取 $R_F=R_1$, 则 $u_o = u_{i2} - u_{i1}$, 电路变成了一个减法运算电路。在控制和测量等闭环系统中,两个输入信号分别为反馈输入和基准信号,取其差值送至放大器,经放大后可控制执行机构。

* 阅读材料 四运算放大器 LM324

LM324 是目前应用最为广泛的运放之一。该系列产品包括 LM124、LM224 和 LM324, 国产相对应的型号为 FX124、FX224 和 FX324。它们都是由 4 个独立的低功耗、高增益、频率内补偿式运算放大器组成。其电源电压适用范围很宽,能在 $3V \sim 30V$ 单电源或 $\pm 1.5V \sim \pm 15V$ 双电源下工作。当电源电压为 $+5V$ 时,每个运放的功耗仅为 $1mW$ 。这类运放的集成度高,价格低,应用电路简单,每片运放可代替 4 只单运算放大器使用,LM124、LM224 和 LM324 之间的区别仅仅是工作温度范围有所不同,分别为 $-55^\circ C \sim +125^\circ C$ (军品)、 $-25^\circ C \sim +85^\circ C$ (工业品)、 $0^\circ C \sim 70^\circ C$ (民品)。其中价格最低的为

LM324。这几种产品均采用 14 引脚双列直插式结构,引脚排列顺序如图 7-23 所示。

图中, V_+ 为正电源端, IN_+ 、 IN_- 分别为同相输入端和反相输入端, OUT 为输出端, GND 为接地端。

2. 加法和减法运算电路

1)加法运算电路

如果要将几个模拟输入电压相加,可以采用加法运算电路来实现。加法运算电路有反相加法运算电路和同相加法运算电路两种,下面分别加以介绍。

(1)反相加法运算电路

两个模拟输入电压相加的反相加法运算电路如图 7-24 所示,图中, R_3 是平衡电阻,它应为

$$R_3=R_1 // R_2 // R_F$$

根据“虚断”和“虚短”的概念可知

$$i_- = i_+ = 0$$

$$u_- = u_+ = 0$$

$$i_F = i_1 + i_2$$

故有

$$\frac{u_- - u_o}{R_F} = \frac{u_{i1} - u_-}{R_1} + \frac{u_{i2} - u_-}{R_2}$$

即

$$-\frac{u_o}{R_F} = \frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2}$$

因此,可得

$$u_o = -\left(\frac{R_F}{R_1}u_{i1} + \frac{R_F}{R_2}u_{i2}\right)$$

若取 $R_1=R_2=R_F$, 上式可变为

$$u_o = -(u_{i1} + u_{i2})$$

这时,电路即可实现对两个输入信号的加法运算,反相加法运算电路的主要特点与反相比值运算电路相似,用图 7-24 所示的加法运算电路,可以扩展为多个输入电压的相加。

(2)同相加法运算电路

图 7-25 是同相加法运算电路,模拟输入电压 u_{i1} 和 u_{i2} 经电阻 R_1 和 R_2 加到集成运算放大器的同相输入端。为了保证集成运算放大器两个输入端的外接电阻相等,应使

$$R_4 // R_F = R_1 // R_2 // R_3$$

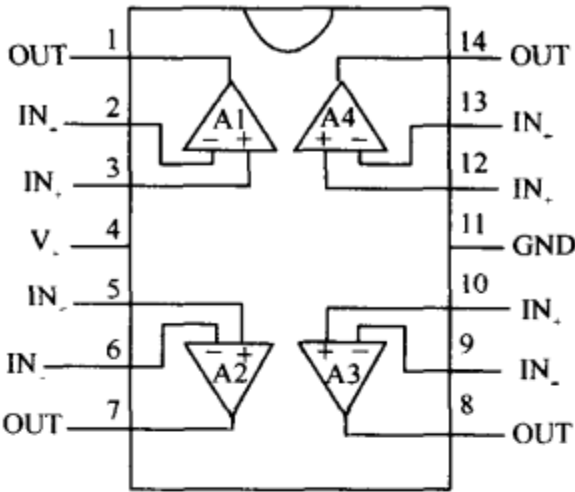


图 7-23 LM324 引脚排列

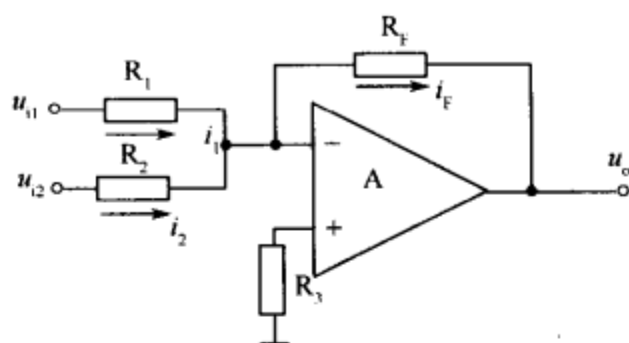


图 7-24 反相加法运算电路

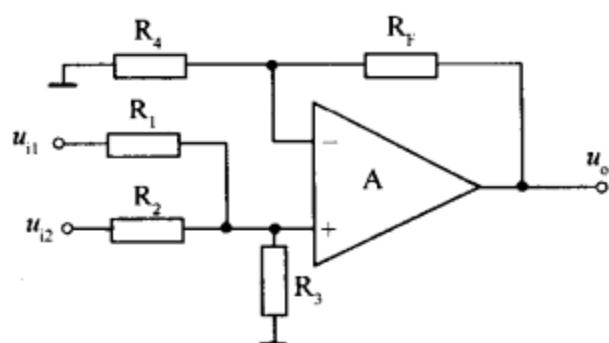


图 7-25 同相加法运算电路

图 7-25 中,利用同相比值运算电路的结果,可得输出电压 u_o 与集成运算放大器同相输入端电位 u_+ 的关系为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_4}\right) u_+$$

而 u_+ 可由下式求出

$$\frac{u_{i1} - u_+}{R_1} + \frac{u_{i2} - u_+}{R_2} = \frac{u_+}{R_3}$$

即 $u_+ = R_+ \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right)$ (式中, $R_+ = R_1 // R_2 // R_3$)

因此,可得

$$u_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_4}\right) R_+ \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right)$$

令 $R_- = R_4 // R_F$, 则有 $1 + \frac{R_F}{R_4} = \frac{R_F}{R_-}$, 此时, 上式变为

$$u_o = \frac{R_+}{R_-} R_F \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right)$$

当取 $R_- = R_+$, 即 $R_4 // R_F = R_1 // R_2 // R_3$ 时, 同相加法运算电路的输出电压与输入电压的关系为

$$u_o = R_F \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right)$$

2) 减法运算电路

减法运算电路一般采用反相信号求和的方法实现, 如图 7-26 所示。

从图中可以看出, 电路的第一级为反相比值运算电路, 若取 $R_{F1} = R_1$, 则

$$u_{o1} = -u_{i1}$$

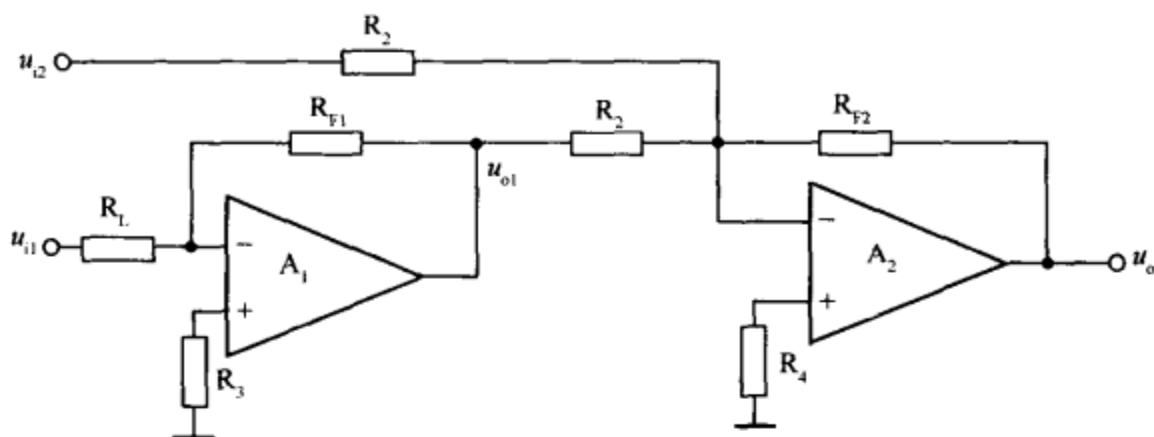


图 7-26 减法运算电路

第二级为反相加法运算电路,根据前面分析可知

$$u_o = -\left(\frac{R_{F2}}{R_2}u_{o1} + \frac{R_{F2}}{R_2}u_{i2}\right) = -\frac{R_{F2}}{R_2}(-u_{i1} + u_{i2}) = \frac{R_{F2}}{R_2}(u_{i1} - u_{i2})$$

若取 $R_{F2} = R_2$, 上式则变为

$$u_o = u_{i1} - u_{i2}$$

对于减法运算,除可采用上面介绍的方法外,还可采用前面介绍的差动比例运算电路实现。

3. 积分和微分运算电路

(1) 积分运算电路

积分运算电路是一种应用比较广泛的模拟信号运算电路。它是组成模拟计算机的基本单元,也是控制和测量系统中常用的重要单元,利用其充放电过程可以实现延时、定时以及各种波形的产生。积分运算电路如图 7-27(a)所示。

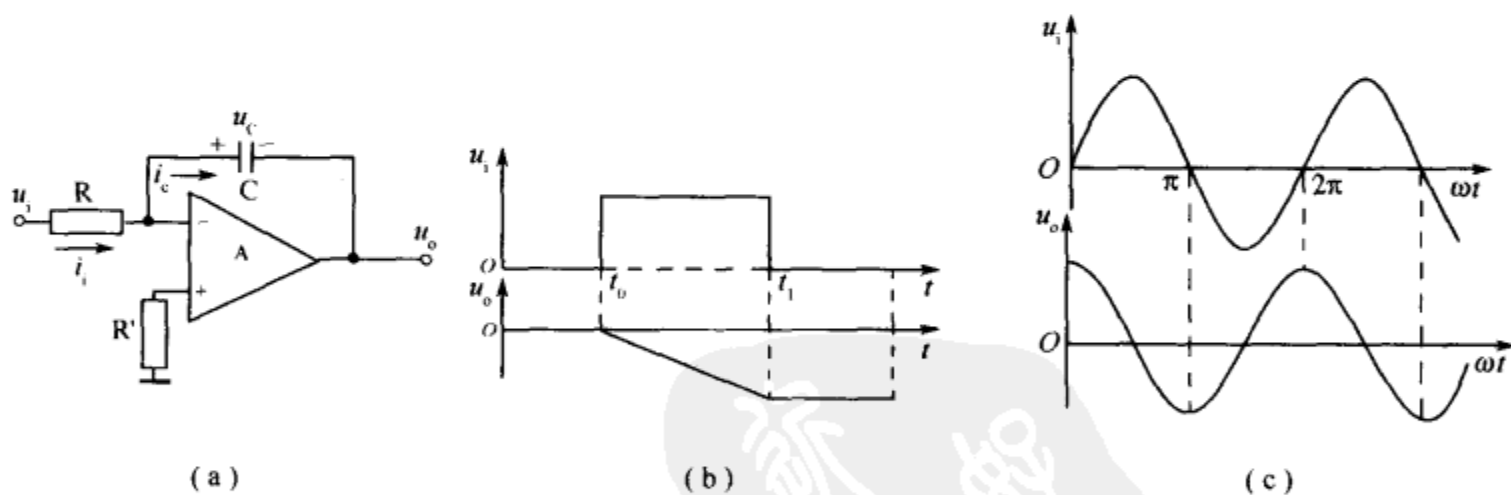


图 7-27 积分电路及其波形

(a) 积分运算电路; (b) u_i 为矩形波时,积分运算电路的输入、输出波形;

(c) u_i 为正弦波时,积分运算电路的输入、输出波形。

对于积分运算电路,若输入电压 u_i 为矩形波,则输出电压 u_o 将随着时间向负方向直线增长,当 $t > t_1$ 时,输出电压 u_o 将保持在 $t = t_1$ 时的输出电压值不变,如图 7-27(b) 所示。

若输入电压 u_i 为正弦波,则积分输出电压是一个余弦波,如图 7-27(c) 所示,由图可见, u_o 的相位比 u_i 超前 90° ,此时,积分运算电路的作用是移相。

(2)微分运算电路

微分运算电路是积分运算电路的逆运算,只要将电路中的 R 、 C 位置互换,即可组成基本微分运算电路。如图 7-28(a)所示。

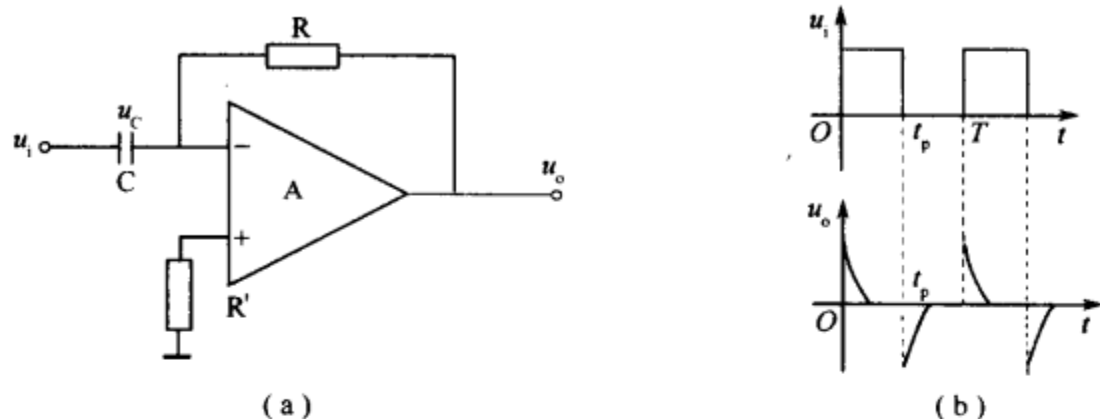


图 7-28 微分运算电路及其波形

(a)基本微分电路;(b) u_i 为矩形波时微分运算电路的输入、输出波形。

微分运算电路的作用可以实现波形的变换,例如,将输入的矩形波变为尖脉冲,如图 7-28(b)所示。微分电路也可以进行移相,例如,当输入电压为正弦波时,则微分电路的输出电压为负的余弦波, u_o 的波形比 u_i 滞后 90° 。

基本微分运算电路的主要缺点:一是当输入信号频率升高时,电容的容抗($X_C = \frac{1}{\omega C}$)减小,则放大倍数增大,造成电路对输入信号中的高频噪声非常敏感,因而输出信号中的噪声成分严重增加,信噪比大大下降;二是微分电路中的 RC 元件形成一个滞后的移相环节,它和集成运放中原有的滞后环节共同作用,很容易产生自激振荡,使电路的稳定性变差,最后,输入电压发生突变时有可能超过集成运放允许的共模电压,致使运放“堵塞”,使电路不能正常工作。

为了克服以上缺点,常常采用图 7-29 所示的实用微分运算电路。主要措施是在输入回路中接入一个电阻 R_1 与微分电容 C 串联,在反馈回路中接入一个电容 C_1 与微分电阻 R 并联,并使 $RC_1 \approx R_1 C$,在正常的工作频率范围内,使 $R_1 \ll \frac{1}{\omega C}$,而 $\frac{1}{\omega C_1} \gg R$,此时, R_1 和 C_1 对微分电路的影响很小。但当频率高到一定程度时, R_1 和 C_1 的作用使闭环放大倍数降低,从而抑制了高频噪声。同时 RC_1 形成一个超前环节,对相位进行补偿,提高了电路的稳定性。此外,在反馈回路中接入两个稳压管,用以限制输出幅度。最后,在 R' 的两端也并联一个电容 C' ,以便进一步进行相位补偿。

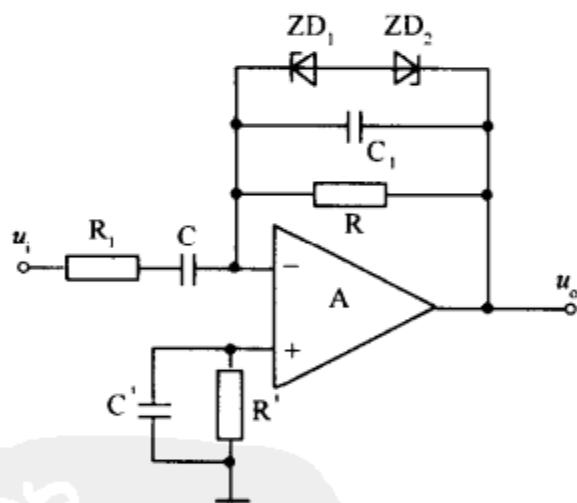


图 7-29 实用微分运算电路

第四节 集成运放电路的应用

在自动控制系统中,经常要遇到对信号进行处理的问题,例如,信号的产生、放大,信号的滤波,信号幅度的比较和选择等。下面对这些内容作一简要介绍。

一、有源滤波电路

滤波器是一种选频电路,它能使指定频率范围内的信号顺利通过,其衰减很小,而对其他频率的信号加以抑制,使其衰减很大。根据通过信号的频率范围,滤波器可分为低通、高通、带通以及带阻等不同类型。利用电感、电容元件对不同频率所呈现的不同阻抗,由 R、L、C 等元件构成的滤波器称为无源滤波器。将运放与无源 RC 网络组合构成的滤波器称为有源滤波器。

与无源滤波器相比,有源滤波器具有两个特点:一是不需要电感元件,因此体积小、质量轻,便于集成;二是具有良好的选择性,对所处理的信号不衰减,甚至还可放大,输入电阻高,输出电阻低,带负载能力强。因此有源滤波器广泛应用于无线通信、测量及自动控制系统中。

1. 有源低通滤波电路

使低频信号顺利通过,而抑制高频信号的滤波电路称为低通滤波电路。低通滤波电路主要用于通过低频信号(或直流成分)和削弱高次谐波或频率较高的干扰和噪声的场合。图 7-30 为一阶有源低通滤波电路的电路图及其幅-频特性。

这一低通滤波器的基本原理是:当输入信号 u_i 中频率低于转折频率 f_0 的信号加到电路中时,由于 C 的容抗很大而无分流作用,所以这一电路相当于一个同相比值运算电路,低频信号经运算放大器放大后有正常的输出。当输入信号 u_i 中频率高于转折频率 f_0 的信号加到电路时,因 C 的容抗已很小,故通过 R 的高频信号由 C 分流到地而无输出,达到低通的目的。这一 RC 低通滤波器的转折频率 f_0 由下式决定,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

由图 7-30(b)可以看出,一阶低通滤波器的滤波特性与理想的低通滤波特性相比,差距很大。因为理想的滤波器,当 $f > f_0$ 时,输出电压应立即降低到零,但一阶低通滤波器的输出电压下降却比较缓慢,影响了滤波效果。

为了改善滤波特性,可以采用二阶低通滤波器,如图 7-31 所示。由图可见,输入电压 u_i 经过两级 RC 低通电路以后,再接到集成运放的同相输入端。与一阶低通滤波器相比,二阶低通滤波器的滤波特性比较接近于理想情况。

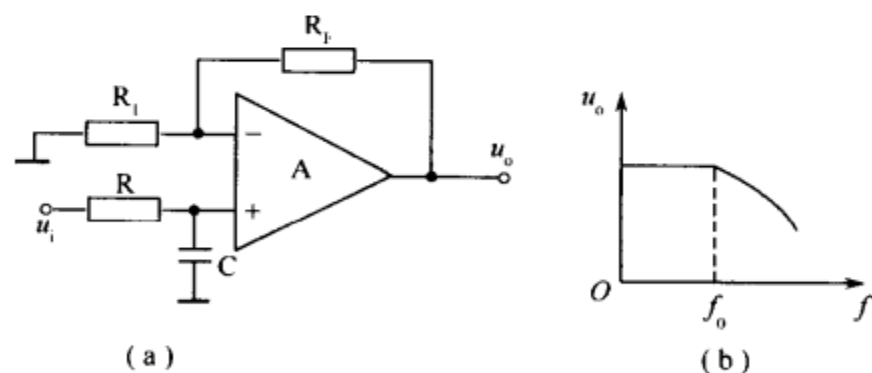


图 7-30 一阶有源低通滤波器

(a) 电路图; (b) 幅频特性。

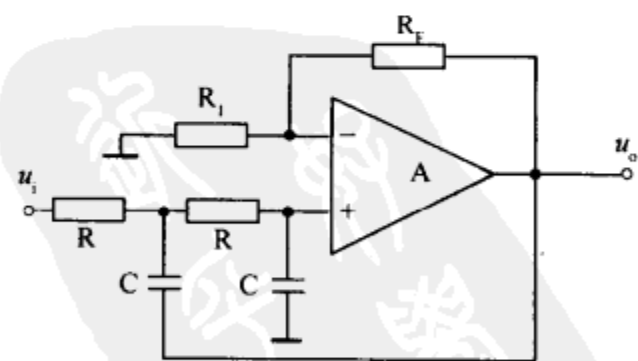


图 7-31 二阶低通滤波器

2. 有源高通滤波电路

使高频信号顺利通过,而抑制低频信号的滤波电路,称为高通滤波电路。高通滤波电

路主要用于通过高频信号和削弱低频(或直流成分)的场合。

图 7-32 是为一阶有源高通滤波电路的电路图及其幅—频特性。从这一曲线可以看出,当输入信号 u_i 中频率低于转折频率 f_0 时,输出受到明显的衰减。高于转折频率 f_0 的信号输出大。

这一电路的工作原理是,当频率低于 f_0 的信号输入这一滤波器时,由于 C 的容抗很大而受到阻止,输出减小,且频率越低输出越小。当频率高于 f_0 的信号输入这一滤波器时,由于 C 的容抗很小,故对信号无衰减作用,经运算放大器放大后有高频信号输出。这一电路的转折频率 f_0 由下式决定,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

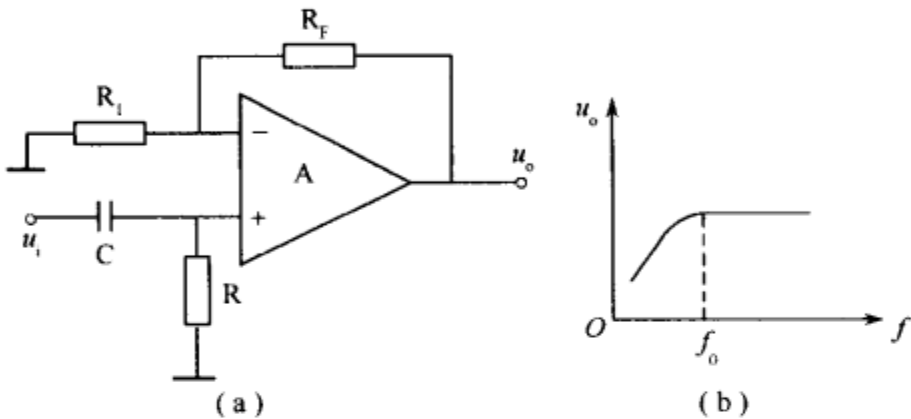


图 7-32 一阶高通滤波器及其幅频特性
(a)电路图; (b)幅频特性。

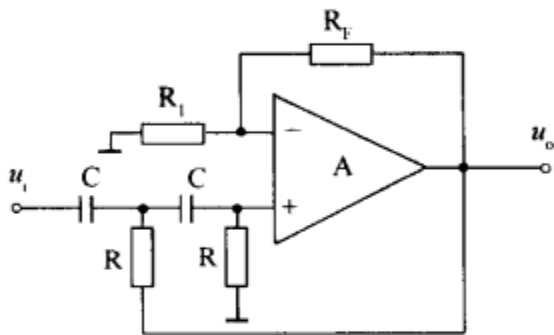


图 7-33 二阶高通滤波器

为了改善滤波特性,可以采用二阶高通滤波器,如图 7-33 所示。由图可见,输入电压 u_i 经过两级 RC 高通电路以后,再接到集成运放的同相输入端。与一阶高通滤波器相比,二阶高通滤波器的滤波特性比较接近于理想情况。

3. 有源带通滤波电路

只允许频率在一个通频带范围内的信号顺利通过,而其他频率的信号均受到抑制的滤波电路,称为带通滤波器。带通滤波电路常用于抗干扰设备中,以便接收某一频段内的有效信号,而消除高频段或低频段的干扰和噪声。

将低通滤波器和高通滤波器串联起来,即可获得带通滤波电路,其原理示意图如图 7-34 所示。图中,低通滤波器的通带截止频率为 f_2 ,即该低通滤波器只允许 $f < f_2$ 的信号通过;而高通滤波器的通带截止频率为 f_1 ,即它只允许 $f > f_1$ 的信号通过。现将二者串联起来,且 $f_2 > f_1$,则其通频带即是上述二者频带的覆盖部分,即等于 $f_2 - f_1$,成为一个带通滤波器。

根据以上原理组成的带通滤波器如图 7-35 所示。输入端的电阻 R 和电容 C 组成低通电路,另一个电容 C 和电阻 R_2 组成高通电路,二者串联起来接在集成运放的同相输入端,电路的其余部分与前面介绍的低通(或高通)有源滤波电路相同。

4. 有源带阻滤波电路

带阻滤波器与带通滤波器作用相反,即在某个通频带范围内,信号不能通过,而在其他频率的信号范围内,信号则能顺利地通过。带阻滤波器也常用于抗干扰设备中,以阻止某个频带范围内的干扰及噪声信号通过。

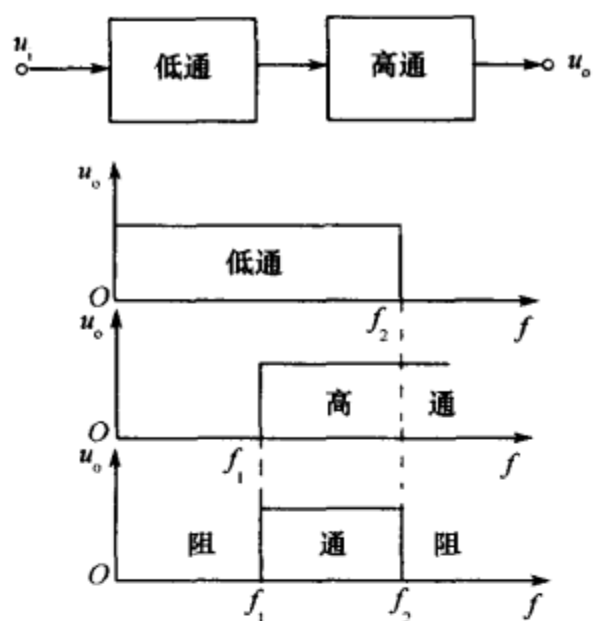


图 7-34 带通滤波器原理示意图

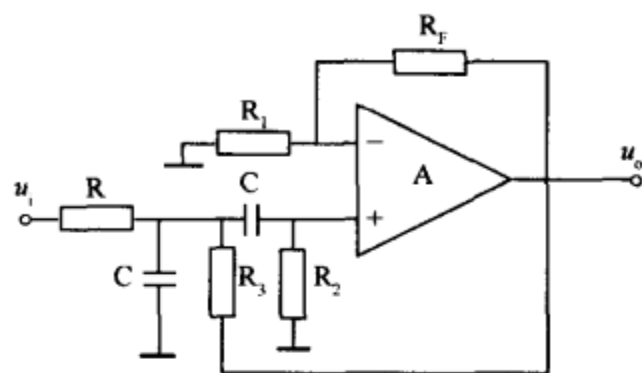


图 7-35 带通滤波器

将低通滤波器和高通滤波器并联在一起,可以形成带阻滤波电路,其原理示意图如图 7-36 所示。

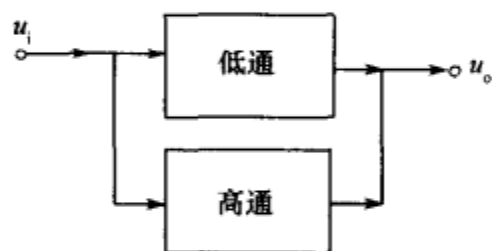
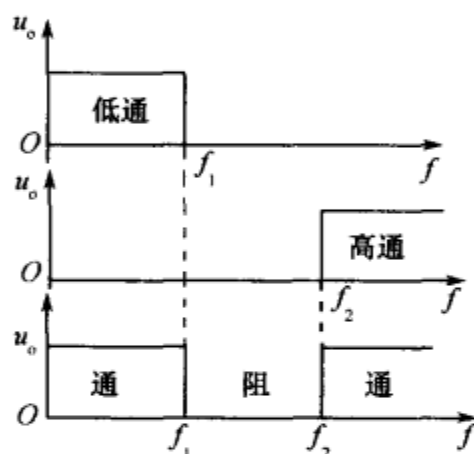


图 7-36 带阻滤波器原理示意图



设低通滤波器的通带截止频率为 f_1 ,高通滤波器的通带截止频率为 f_2 ,且 $f_1 < f_2$ 。当二者并联在一起时,凡是 $f < f_1$ 的信号均可从低通滤波器通过,凡是 $f > f_2$ 的信号则可以从高通滤波器通过,唯有 $f_1 < f < f_2$ 的信号被阻断,于是电路成为一个带阻滤波器。

常用的带阻滤波器的电路如图 7-37 所示。输入信号经过一个由 RC 元件组成的双 T 型选频网络,然后送至集成运放的同相输入端。

当输入信号频率比较高时,由于电容的容抗($X_C = \frac{1}{\omega C}$)很小,可认为短路,因此高频信号可从上面两个电容和一个电阻构成的支路通过;而当频率较低时,因电容的容抗很大,可将电容视为开路,故低频信号可从下面两个电阻和一个电容构成的支路通过,只有频率处于低频和高频中间某一范围的信号将被阻断,所以双 T 型网络具有带阻的特性。

二、电压比较器

电压比较器的功能是将输入的模拟信号与一个参考电压进行比较。当两者幅度相等时,输出电压产生跃变,由高电平变成低电平,或者从低电平变成高电平,由此可判断输入

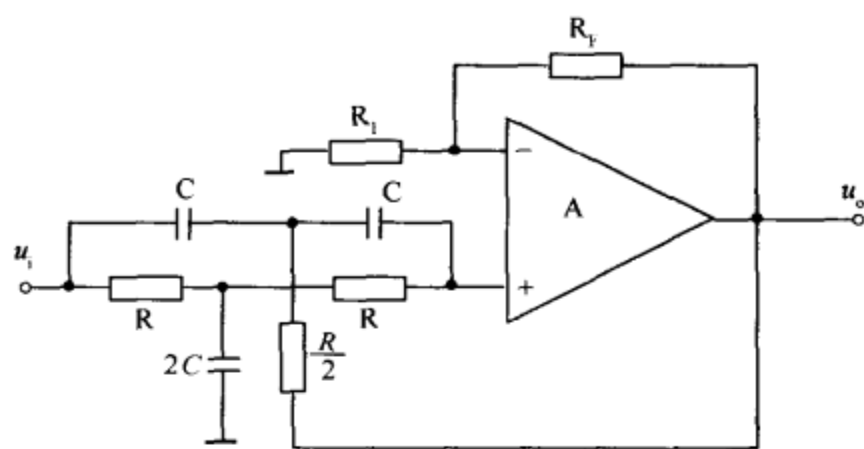


图 7-37 带阻滤波器

信号的大小和极性。电压比较器在电子技术中应用较广，特别是在家用电器电路中占有重要位置，如电视机、显示器、电冰箱等电路中都要用到电压比较器。

由集成运算放大器构成的电压比较器，运放大多处于开环或正反馈的工作状态，只要在两个输入端之间加一个很小的信号，运放就会工作在非线性区，输出为正或负饱和值，即 $\pm U_{OM}$ ，在分析比较器时，“虚断”概念仍适用，但“虚短”和“虚地”的概念不再适用，下面分别介绍过零比较器、任意电平比较器和滞回比较器。

1. 过零比较器

参考电压为零的比较器称为过零比较器，也称为零电平比较器。如图 7-38 为反相输入的过零比较器。

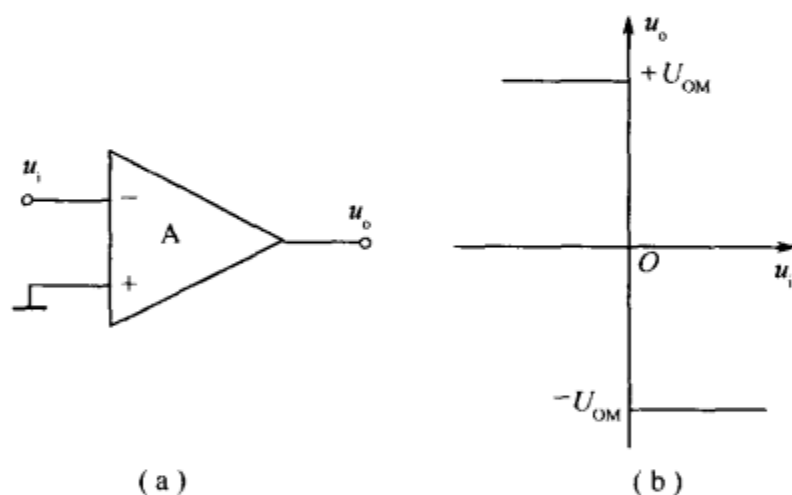


图 7-38 简单过零比较器

(a) 电路图；(b) 传输特性。

当 $u_i < 0$ 时，由于同相输入端接地，且运放处于开环工作状态（开环放大倍数为无穷大），净输入信号 $u_{id} = u_- - u_+ < 0$ ，因此。只要加入很小的输入信号 u_{id} ，就足以使输出达到正向饱和值，即 $u_o = +U_{OM}$ (U_{OM} 为集成运放的最大输出电压)。同理，当 $u_i > 0$ 时，使 $u_o = -U_{OM}$ 。运放的最大输出电压 $\pm U_{OM}$ 略小于正、负电源电压。

当输入信号 u_i 从小于零向大于零变化时，输出电压从 $+U_{OM}$ 经线性区跃变到 $-U_{OM}$ ；反之，当输入从 u_i 大于零向小于零变化时，输出电压 u_o 从 $-U_{OM}$ 跃变到 $+U_{OM}$ ，如图 7-38 (b) 所示。

当比较器从一种状态跃变到另一种状态时，相应的输入电压通常称为阈值电压或门限电压，图 7-38 所示的比较器的门限电压为零，故称之为过零比较器。

以上过零比较器采用反相输入方式,如果需要,也可以采用同相输入方式。

以上介绍的过零比较器虽然简单,但其输出电压幅度较高, $u_o = \pm U_{OM}$,有时,需要比较器的输出电压限制在一定范围内,例如,要求与 TTL 数字电路的逻辑电平兼容,就需要加上一些限幅的措施。常用的方法是用双向稳压管来限幅。稳压管的接入有两种方式:一种是接在运放的输出端;另一种是接在输出端与反相输入端之间,形成过零限幅比较器,如图 7-39 所示。

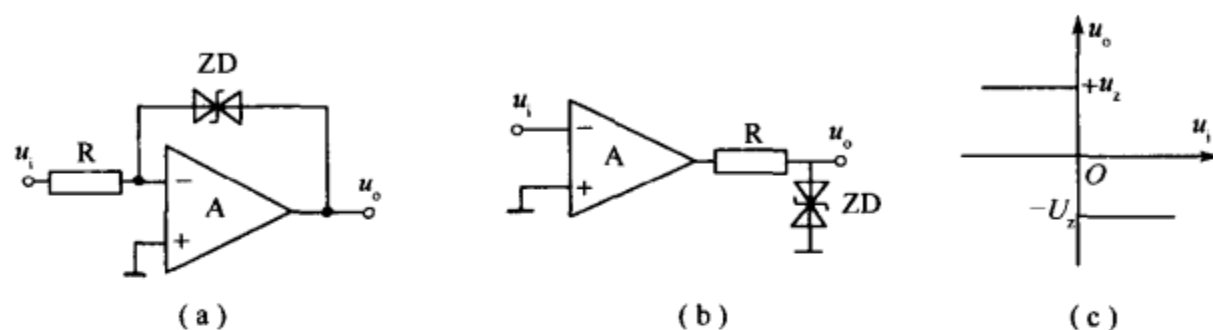


图 7-39 限幅过零比较器

利用两个背靠背的稳压管实现限幅的过零比较器如图 7-39(a)所示。假设任何一个稳压管被反向击穿时,两个稳压管两端总的稳定电压值均为 U_z ,而且 $U_{OM} > U_z$,当 $u_i < 0$ 时,若不接稳压管,则 u_o 将等于 $+U_{OM}$,接入两个稳压管后,左边的稳压管将被反向击穿,而右边的稳压管正向导通,于是引入一个深度负反馈,使集成运放的反相输入端“虚地”,故 $u_o = +U_z$;若 $u_i > 0$,则右边稳压管被反向击穿,而左边稳压管正向导通, $u_o = -U_z$ 。比较器的传输特性如图 7-39(c)所示。

也可以在集成运放的输出端接一个电阻 R 和两个稳压管来实现限幅,如图 7-39(b)所示。不难看出,此时过零比较器的传输特性仍如图 7-39(c)所示。

重点提示:以上两种限幅过零比较器中,运放的工作状态是不同的。图 7-39(b)中,运放工作在开环状态,即处于非线性区;而图 7-39(a)中,由双向稳压管构成负反馈回路,形成闭环。运放工作在线性状态,因此,可用“虚短”和“虚地”的原则来分析。

2. 任意电平比较器

在过零比较器中,将接地端改接入一个参考电压 U_R (设为直流电压),由于 U_R 的大小和极性均可调整,电路成为任意电平比较器。图 7-40(a)为反相输入中的任意电平比较器。

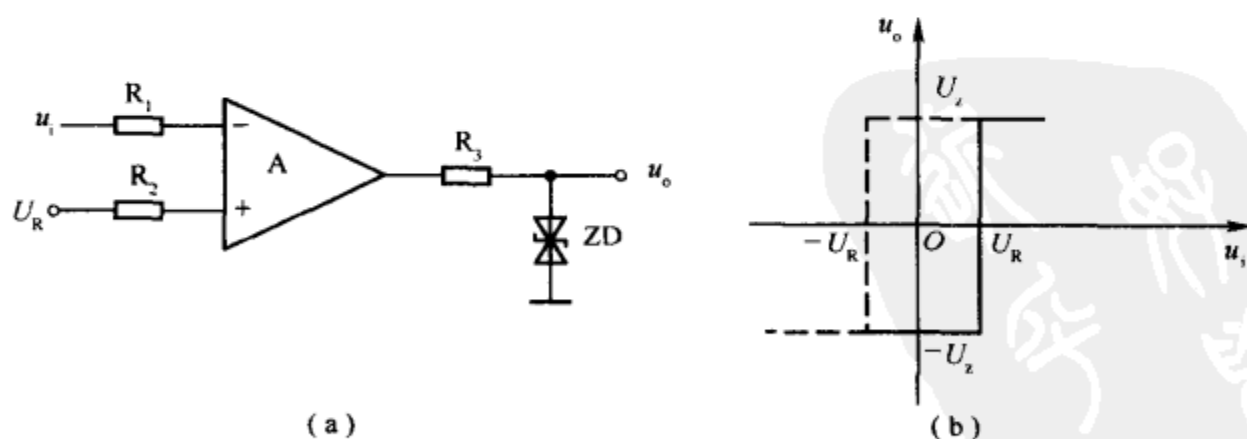


图 7-40 反相输入中的任意电平比较器

(a)电路图;(b)传输特性。

当输入电压 u_i 等于门限电平 U_R ,输出端的状态立即发生跃变,所以,任意电平比较器可以用来检测输入的模拟信号是否达到某一给定的电平。

对于反相输入的任意电平比较器,当 $u_i < U_R$ 时, $u_o = U_z$; 而当 $u_i > U_R$ 时, $u_o = -U_z$ 。若 $U_R > 0$ 时,则电压传输特性如图 7-40(b) 中实线所示,相当于将过零比较器的特性右移 U_R 的距离。若 $U_R < 0$,则为图 7-40(b) 中虚线所示,相当于过零比较器的特性左移 U_R 距离。

任意电平比较器也可接成反相输入方式,只要将图 7-40(a) 中 u_i 和 U_R 的位置对调即可。

另外,还有一种任意电平比较器,如图 7-41(a) 所示,其传输特性如图(b)所示。电路中,输入信号 u_i 和参考电压 U_R 均接在反相输入端,同相输入端经电阻 R_3 接地。由于稳压管构成负反馈,使运放工作在线性区。由于输入电压 u_i 与参考电压 U_R 接成求和电路的形式,因此,这种比较器也称为反相求和任意电平比较器。

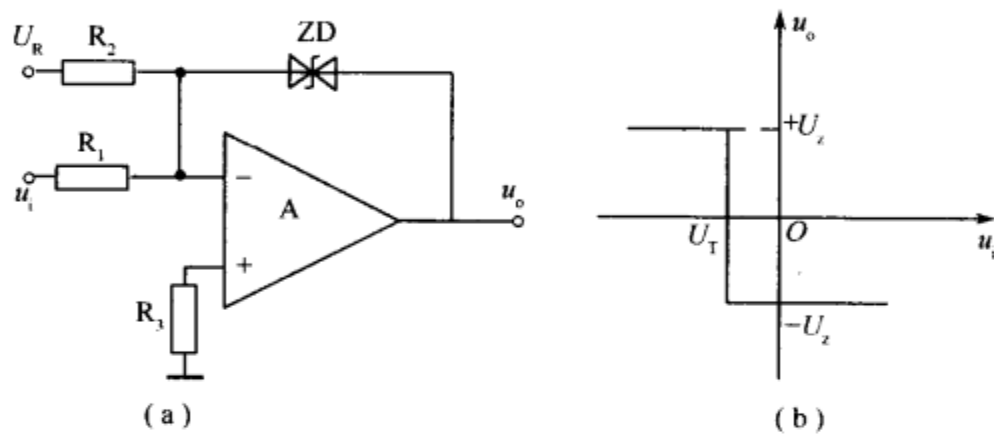


图 7-41 反相求和任意电平比较器

(a) 电路图; (b) 传输特性。

当输入电压 u_i 变化时,若反相输入端的电位 $u_- = 0$,则输出端的状态将发生跃变,利用“虚断”和“虚短”概念可列出方程

$$\frac{u_i - u_-}{R_1} = \frac{u_- - U_R}{R_2}$$

由上式可解出门限电平 U_T 为

$$U_T = u_i = -\frac{R_1}{R_2} U_R$$

当参考电压 $U_R > 0$ 时(此时门限电压 $U_T < 0$),传输特性比过零比较器左移 U_T 的距离,当 $U_R < 0$ (此时 $U_T > 0$),传输特性比过零比较器右移 U_T 的距离。此电路的最大特点是门限电压的调整非常方便。不仅可以改变参考电压 U_R ,还可以调节电阻 R_1 或 R_2 的阻值。

方法技巧: 根据过零比较器和任意电平比较器的分析,可以归纳出电压比较器的分析方法和技巧。

① 输出电压跃变的条件。

比较器输出电压从一个电平跃变到另一个电平的临界条件,是集成运放两个输入端的电位相等,即 $u_+ = u_-$ 。此时流入运放两个输入端的电流为零。

输出 u_o 产生跃变所对应的输入电压称门限电压或阈值电压 U_T 。过零比较器的 $U_T = 0$,反相输入任意电平比较器的 $U_T = U_R$,而反相求和电平比较器的 $U_T = -\frac{R_1}{R_2} U_R$ 。

②电压比较器的电压传输特性。

前面分析均设运放为理想运放。根据比较器的工作原理和跃变条件,当 $u_+ > u_-$ 时, $u_o > 0$; $u_+ < u_-$ 时, $u_o < 0$ 。

输出端不接稳压管时, $u_o = \pm U_{OM}$; 输出双向限幅时, $u_o = \pm U_z$ 。据此可画出比较器的电压传输特性曲线。

3. 滞回比较器(施密特触发器)

以上所讨论的过零比较器和任意电平比较器,灵敏度较高,但抗干扰能力较差。若输入信号 u_i 处于门限电平 U_T 附近时,由于零点漂移或噪声干扰等因素的影响,可能会造成输出电压 u_o 的不断跃变。为了解决这一问题,在运放中加入正反馈,形成具有滞回特性的比较器,可大大提高比较器的抗干扰能力。滞回比较器又叫做施密特触发器,其电路及传输特性如图 7-42 所示。

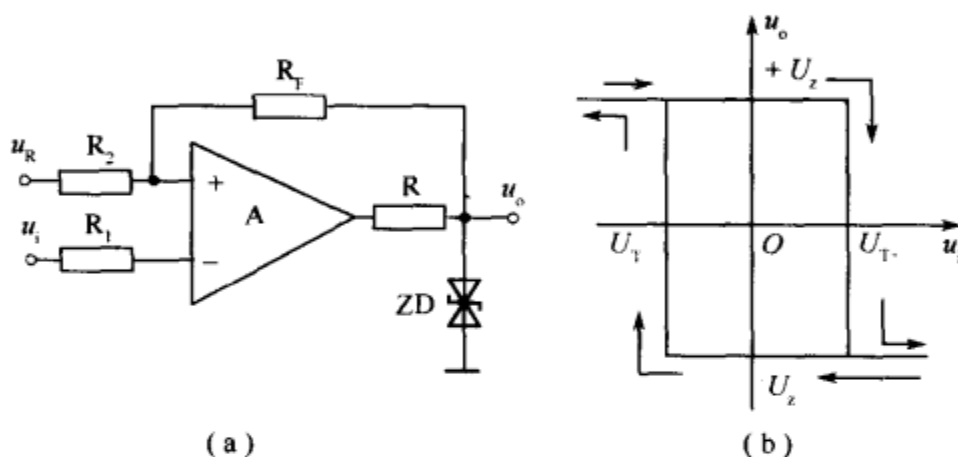


图 7-42 滞回比较器

(a)电路图; (b)传输特性。

输入电压 u_i 经电阻 R_1 加在集成运放的反相输入端,参考电压 U_R 经电阻 R_2 接在同相输入端,从输出端通过电阻 R_F 引回同相输入端。电阻 R 和背靠背稳压管 ZD 的作用是限幅,将输出电压的幅度限制在 $\pm U_z$ 。

电路中,当集成运放反相输入端与同相输入端的电位相等,即 $u_- = u_+$ 时,输出端的状态将发生跳变。其中 $u_- = u_i$ 。 u_+ 则由参考电压 U_R 及输出电压 u_o 二者共同决定,而 u_o 有两种可能的状态,即 $+U_z$ 或 $-U_z$ 。由此可见,使输出电压由 $+U_z$ 跳变为 $-U_z$,以及由 $-U_z$ 跳变为 $+U_z$ 所需的输入电压值是不同的。也就是说,这种比较器有两个不同的门限电平,故传输特性呈滞回形状,如图 7-42(b)所示。下面来估算滞回比较器两个门限电平的值。

因为

$$\frac{U_R - u_+}{R_2} = \frac{u_+ - u_o}{R_F}$$

所以

$$u_+ = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R + \frac{R_2}{R_2 + R_F} u_o$$

当 $u_+ = u_-$ 时电路发生翻转,设输出 $u_o = \pm U_z$,可推导出上门限电压 U_{T+} 为

$$U_{T+} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R + \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_z$$

下门限电压 U_{T-} 为

$$U_{T-} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R - \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_z$$

上述两个门限电压之差称为门限宽度或回差,用符号 ΔU_T 表示,由以上两式可得

$$\Delta U_T = U_{T+} - U_{T-} = \frac{2R_2}{R_2 + R_F} U_Z$$

可见,门限宽度 ΔU_T 的值取决于稳压管的稳定电压 U_Z 以及电阻 R_2 和 R_F 的值,但与参考电压 U_R 无关。改变 U_R 的大小,可以同时调节两个门限电平 U_{T+} 和 U_{T-} 的大小,但二者之差 ΔU_T 不变。也就是说,当 U_R 增大或减小时,滞回比较器的传输特性将平行地右移或左移,但滞回曲线的宽度将保持不变。

图 7-42(a) 所示电路是反相输入方式的滞回比较器。如将输入电压 u_i 与参考电压 U_R 的位置互换,即可得到同相输入滞回比较器。具体工作情况这里不再分析。

滞回比较器可用于产生矩形波、三角波和锯齿波等各种非正弦波信号,也可用于波形变换电路。用于控制系统时,滞回比较器的主要优点是抗干扰能力强。当输入信号受干扰或噪声的影响而上下波动时,只要根据干扰或噪声电平适当调整滞回比较器两个门限电平 U_{T+} 和 U_{T-} 的值,就可以避免比较器的输出电压在高、低电平之间反复跳变,如图 7-43 所示。

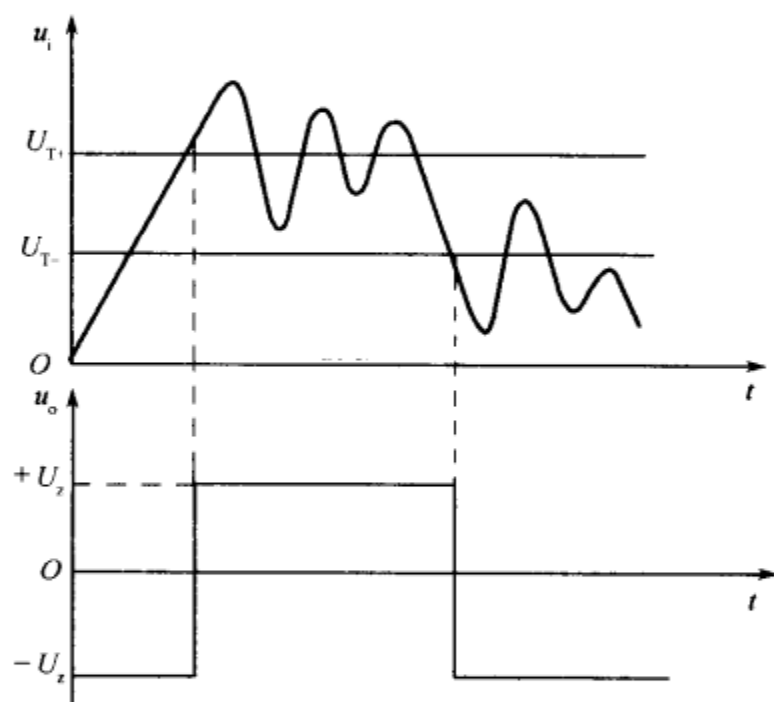


图 7-43 存在干扰时滞回比较器的输入、输出波形

4. 集成电压比较器

目前,已有多种类型的集成电压比较器可供选择,以代替由运放构成的比较器。按一个集成组件内包含的比较器数目,可分为单电压比较器、双电压比较器、四电压比较器等;按信号传输速度,可分为高速比较器、中速比较器;按性能指标,可分为精密电压比较器、高灵敏度电压比较器和低功耗、低失调电压比较器等。典型产品有:高速单电压比较器 CJ0710、CJ0510,精密型双电压比较器 CJ0119,四电压比较器 CJ0139、CJ0339 等。集成电压比较器的输出电压可与 TTL CMOS 等数字电路兼容。

集成电压比较器的应用十分广泛,用电压比较器可构成各种比较和判别电路,如过零比较、电平比较、窗口比较。还可将电压比较器用于各种定时电路、延时电路、波形产生电路、电平转换电路等。为了说明集成比较器的应用方法,下面以窗口比较器为例进行说明。

图 7-44 为利用 CJ0193 双电压比较器构成的双限比较器(也称为窗口比较器),参考

电压 U_{R1} 和 U_{R2} 分别加在 $A1$ 的反相输入端和 $A2$ 的同相输入端。其中 $U_{R1} > U_{R2}$ ，两个集成运放的输出端各通过一个二极管后并联在一起，成为双限比较器的输出端。

若 $u_i < U_{R2}$ (当然更低于 U_{R1})，此时运放 $A1$ 输出低电平， $A2$ 输出高电平，于是二极管 $VD1$ 截止， $VD2$ 导通，则输出电压 u_o 为高电平。

若 $u_i > U_{R1}$ (当然更高于 U_{R2})，此时 $A1$ 输出高电平， $A2$ 输出低电平，则 $VD1$ 导通， $VD2$ 截止，输出电压 u_o 也是高电平。

只有当 $U_{R2} < u_i < U_{R1}$ 时，运放 $A1$ 、 $A2$ 均输出低电平，二极管 $VD1$ 、 $VD2$ 均截止，则输出电压 u_o 低电平。

* 阅读材料 用运算放大器构成的音频信号放大器

图 7-45 是用运算放大器构成的音频信号放大器。

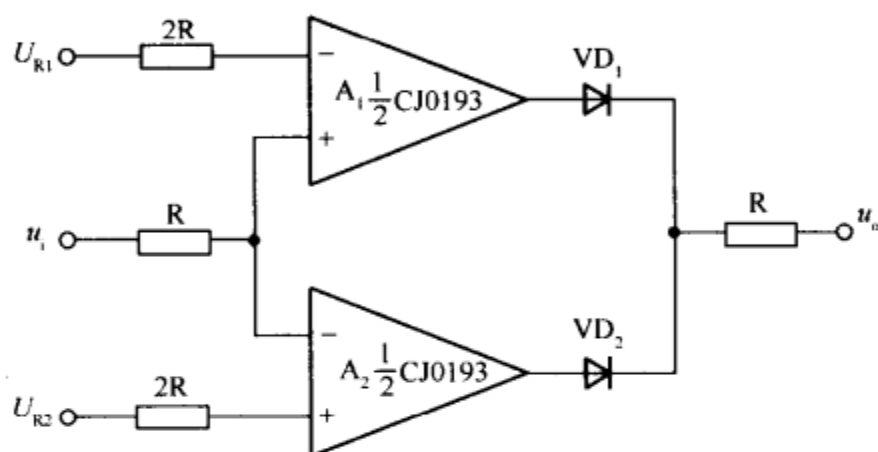


图 7-44 利用集成电压比较器构成的双限比较器

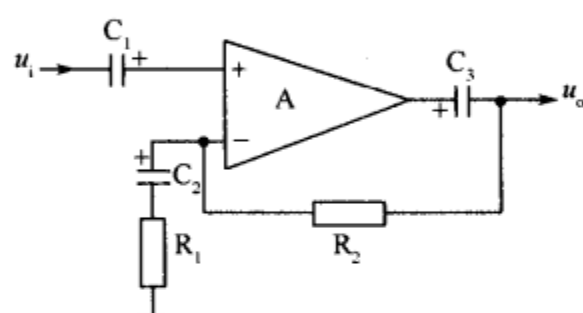


图 7-45 用运算放大器构成的音频信号放大器

电路中， u_i 是输入信号， u_o 是输出信号。 C_1 和 C_3 为放大器的输入、输出端耦合电容。 u_i 经 C_1 耦合后，从运算放大器的同相输入端加到内电路中，放大后的信号从输出端输出，再经 C_3 耦合后加到后级电路中。

C_2 和 R_1 构成这一运算放大器的交流负反馈电路，电容 C_2 具有隔直通交作用，可将直流电流隔离，不让直流电流流过电阻 R_1 ，这样， R_1 只存在交流负反馈作用。电阻 R_1 的阻值越大，其交流负反馈量越大，整个放大器的放大器倍数越小；反之则越大。

三、非正弦波发生器

在电子设备和电子仪器中，经常需要非正弦信号，例如，方波、三角波和锯齿波等。下面分别进行介绍。需要说明的是，对于非正弦波发生电路，它们的电路组成、工作原理以及分析方法与第八章介绍的正弦波振荡电路有着明显的区别，理解这一点，对于深入分析波形发生电路有着至关重要的作用。

1. 方波(矩形波)发生器

(1) 基本方波发生器

在具有滞回特性比较器的基础上、通过 RC 支路，把输出电压 u_o 反馈到集成运算放大器的反相输入端，利用反馈电压 $u_F = u_C$ 代替原来的输入信号，即可组成如图 7-46 所示的基本方波发生器。

在图 7-46 中，集成运算放大器组成比较器将 u_C 与 u_+ 相比较，当 u_C 稍大于 u_+ 时，

$u_o = -U_z$ 。当 u_c 稍小于 u_+ 时, $u_o = +U_z$ 。在接通直流电源的瞬时, 设电容 C 上的电压 $u_c = 0$, 而具有滞回特性比较器的输出电压 $u_o = +U_z$ 。此时, 集成运算放大器同相输入端的电压为 $u_+ = \frac{R}{R_1 + R_2} U_z$ 。由于 $u_o = +U_z$, u_o 就要经过 R_F 对 C 充电, 充电电流的方向如图 7-46 中实线所示。

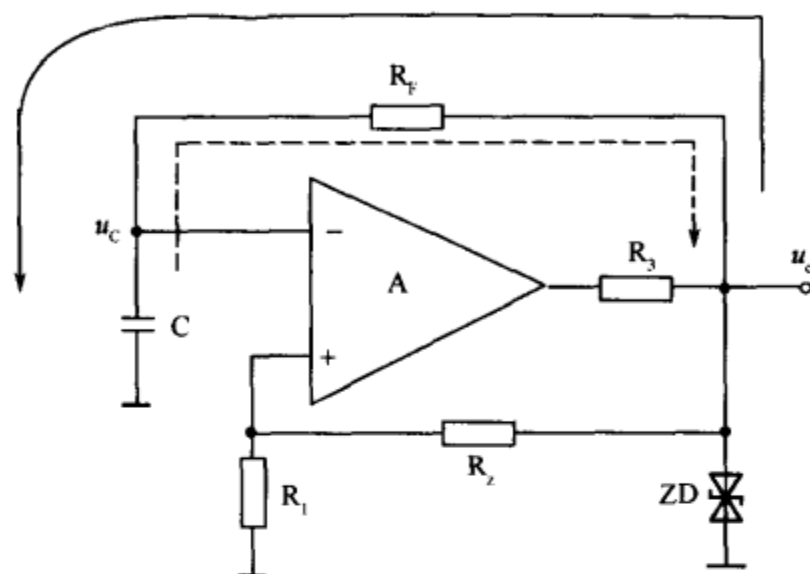


图 7-46 基本方波发生器

当 C 上电压 u_c 按指数规律上升到接近于 u_+ 时, 由于 R_1 、 R_2 支路的正反馈作用。比较器的输出电压便从 $+U_z$ 跳变为 $-U_z$, u_+ 也从 $\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_z$ 跳变为 $-\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_z$, u_o 从 $+U_z$ 跳变为 $-U_z$ 后, 电容 C 要经 R_F 放电, 放电电流方向如图 7-46 中虚线所示。当 u_c 按指数规律下降到接近于 u_- 时, u_o 又从 $-U_z$ 跳变为 $+U_z$ 。以上过程不断重复, 电路就能输出方波电压。电容 C 两端的电压 u_c 波形与比较器输出电压 u_o 波形如图 7-47 所示。

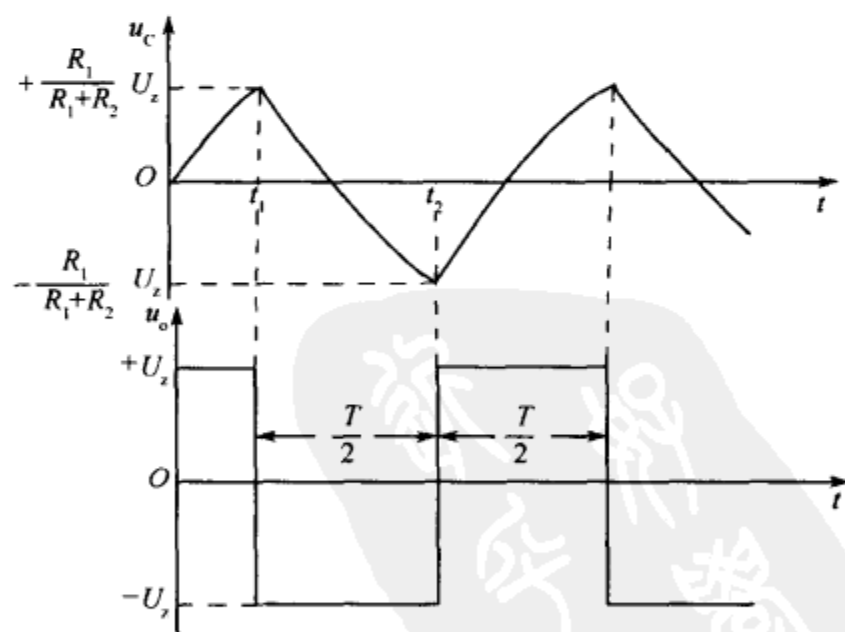


图 7-47 电容 C 两端的电压 u_c 波形与比较器输出电压 u_o 波形
进一步计算表明, 基本方发生器的波振荡周期为

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

由此表达式可知, 改变充放电回路的时间常数 RC 以及滞回比较器的电阻 R_1 、 R_2 , 即

可调节矩形波的振荡周期,但振荡周期与稳压管的电压 U_z 无关。 U_z 的大小决定了矩形波的幅度。

(2) 占空比可调的方波发生器

上述基本方波发生器的输出电压 u_o 的波形是正、负半周对称的矩形波,即 u_o 等于高电平和低电平的时间各为 $T/2$,这种矩形波的占空比等于 50%。如果希望方波的占空比能够根据需要进行调节,则可以通过分别改变图 7-48 电路中的充电和放电的时间常数来实现。

在图 7-48 中,电位器 R_w 和二极管 VD_1 、 VD_2 的作用是将电容充电和放电的回路分开,并调节充电和放电两个时间常数的比例。如将电位器的滑动端向下移动,则充电时间常数减小,放电时间常数增大,于是输出端为高电平的时间缩短,输出端为低电平的时间加长, u_c 和 u_o 的波形如图 7-49 所示,图中 $T_1 < T_2$ 。相反地,如将电位器滑动端向上移动,则充电时间常数增大,放电时间常数减小,可得 $T_1 > T_2$ 。

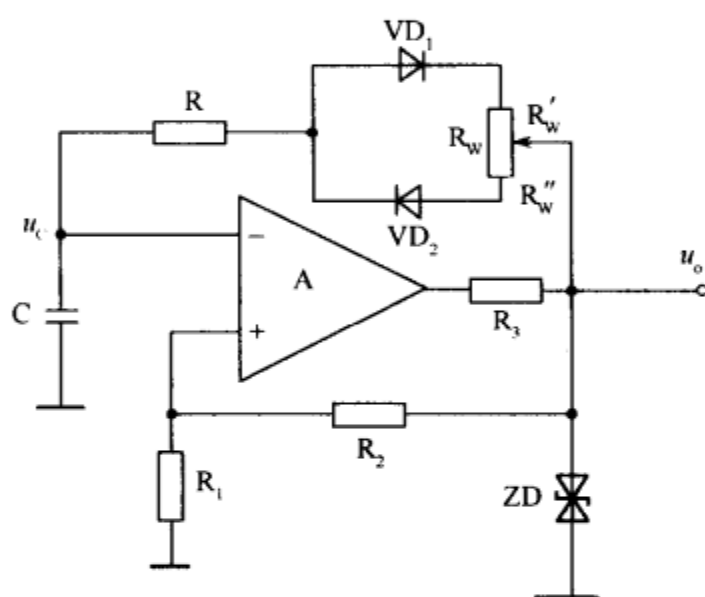


图 7-48 占空比可调的方波发生器

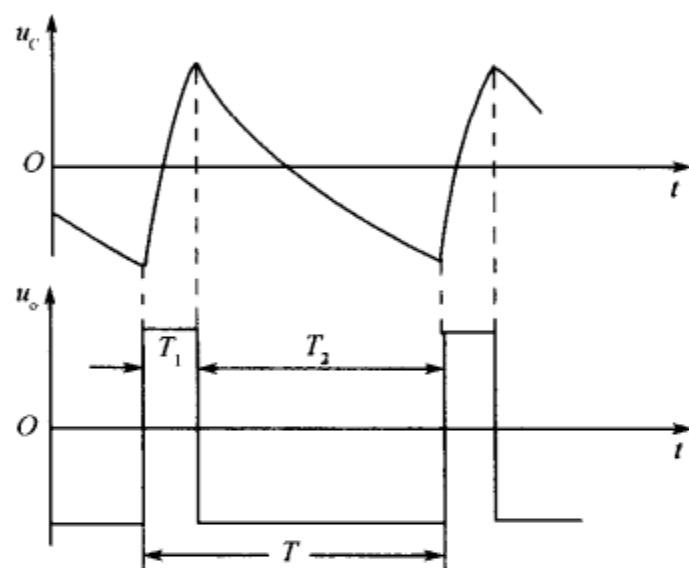


图 7-49 占空比可调的方波发生器波形

当忽略二极管 VD_1 、 VD_2 的导通电阻时,利用类似的分析方法,可求得电容充电和放电的时间分别为

$$T_1 = (R + R_w'') C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$T_2 = (R + R_w') C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

输出波形的振荡周期为

$$T = T_1 + T_2 = (2R + R_w) C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

方波的占空比为

$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{R + R_w''}{2R + R_w}$$

改变电路中电位器滑动端的位置即可调节矩形波的占空比,而总的振荡周期不受影响。

除了以上介绍的利用集成运放组成的矩形波发生电路以外,利用数字电路(如集成定时器 555 等)也可方便地产生矩形波等。

2. 三角波发生器

若将方波电压作为积分电路的输入电压。使可在积分电路的输出端得到三角波电压。三角波发生器的电路如图 7-50 所示。它由两部分组成： A_1 组成具有滞回特性的比较； A_2 组成反相积分电路。滞回比较器输出的矩形波加在积分电路的反相输入端，而积分电路输出的三角波又接到滞回比较器的同相输入端，控制滞回比较器输出端的状态发生跳变，从而在 A_2 的输出端得到周期性的三角波。

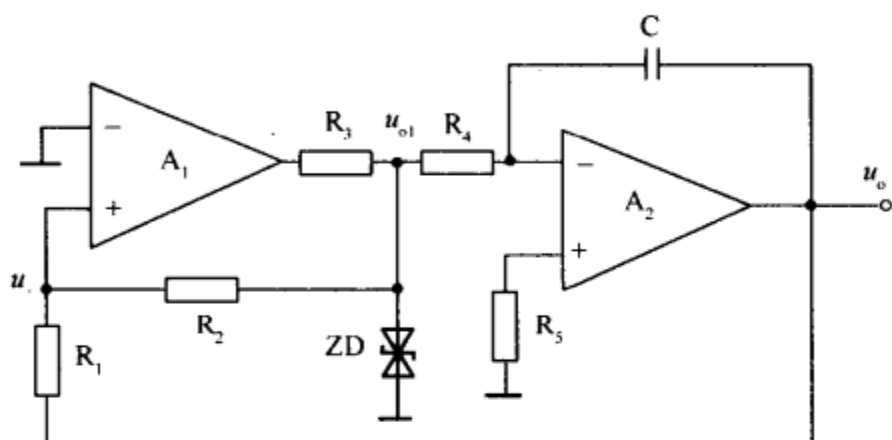


图 7-50 三角波发生器

若比较器 A_1 的输出电压 $u_{o1} = +U_z$ ，则积分电路的电容 C 要充电，使输出电压 u_o 按线性规律下降。当 u_o 从正值下降到零并继续向负值变化到一定数值时，就会使比较器 A_1 的 u_+ 稍小于 u_- （即 u_+ 稍小于零），比较器 A_1 的输出电压 u_{o1} 便从 $+U_z$ 跳变为 $-U_z$ 。与此同时， A_1 的 u_+ 要跟着跳变到比零低得多的值。在 u_{o1} 变为 $-U_z$ 后，积分电路的电容 C 要放电，使电路的输出电压 u_o 按线性规律上升。当 u_o 上升到一定数值，并使 A_1 的 u_+ 稍大于 u_- （即 u_+ 稍大于零）时， u_{o1} 又从 $-U_z$ 跳变为 $+U_z$ 。如此用而复始，便可由比较器 A_1 输出方波电压，由积分器 A_2 输出三角波电压。电路工作时的波形图如图 7-51 所示。

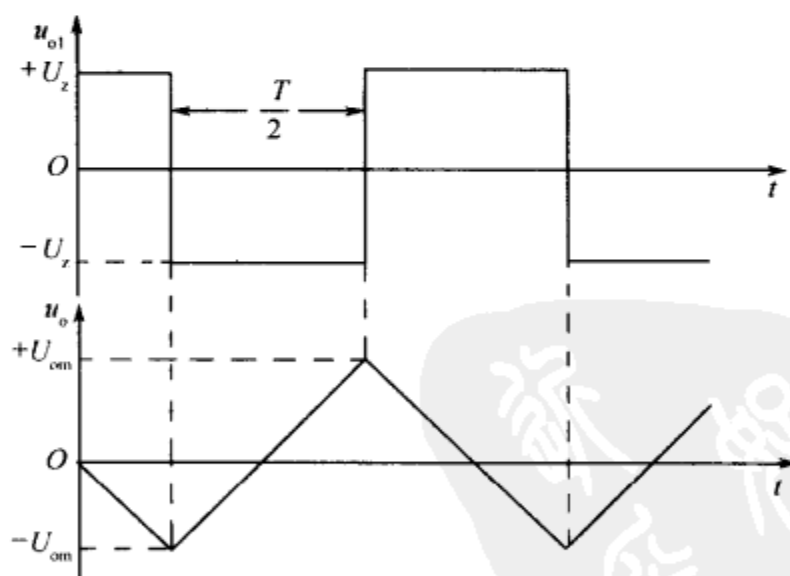


图 7-51 三角波发生器的波形

进一步计算表明，三角波电压的峰值为

$$U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_z$$

三角波的振荡周期 T 为

$$T = \frac{4R_1 R_4 C}{R_2}$$

上式说明三角波的振荡周期不仅与滞回比较器的电阻值之比 R_1/R_2 成正比,而且还与积分电路的时间常数 R_4C 成正比。在实际工作中,调整三角波的输出幅度与振荡周期时,应该先调整电阻 R_1 和 R_2 ,使输出幅度达到规定值,然后再调整 R_4 和 C ,使振荡周期满足要求。

3. 锯齿波发生器

在电视机的扫描电路以及数字电压表等电路中,常常需要使用锯齿波信号。

从以上的分析中可以看出,如果在三角波发生电路中,有意识地使积分电容充电和放电的时间常数相差悬殊,则在积分电路的输出端即可得到锯齿波信号。锯齿波发生器电路如图 7-52 所示。

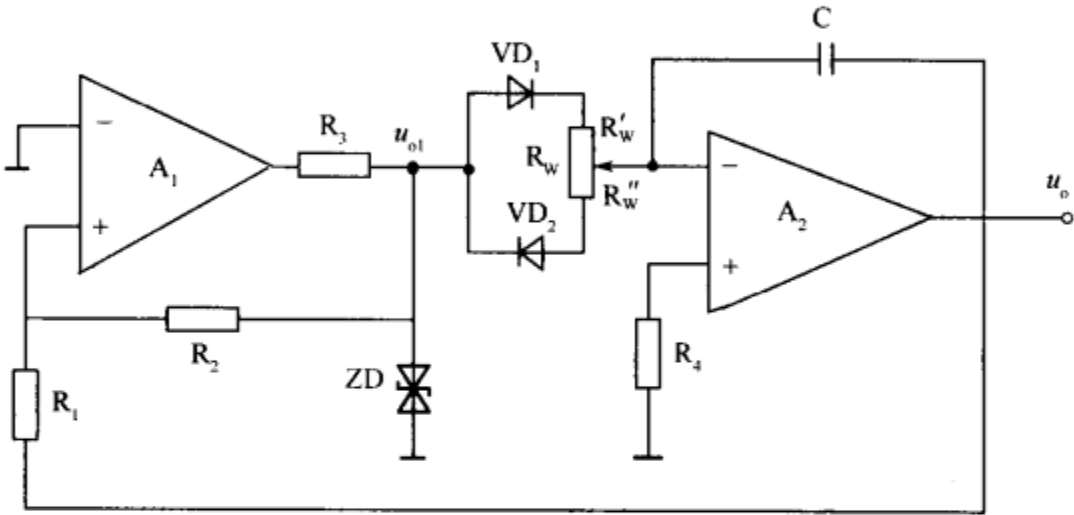


图 7-52 锯齿波电路

锯齿波发生器与三角波发生器的不同之处,是用二极管 VD_1 、 VD_2 和电位器 R_w 代替积分电阻 R_4 。

假设调节电位器 R_w 滑动端的位置,使 $R'_w \ll R''_w$,则电容充电的时间常数将比放电时间常数小得多,于是充电过程很快,而放电过程很慢,此时积分电路的输出波形 u_o 如图 7-53 所示。

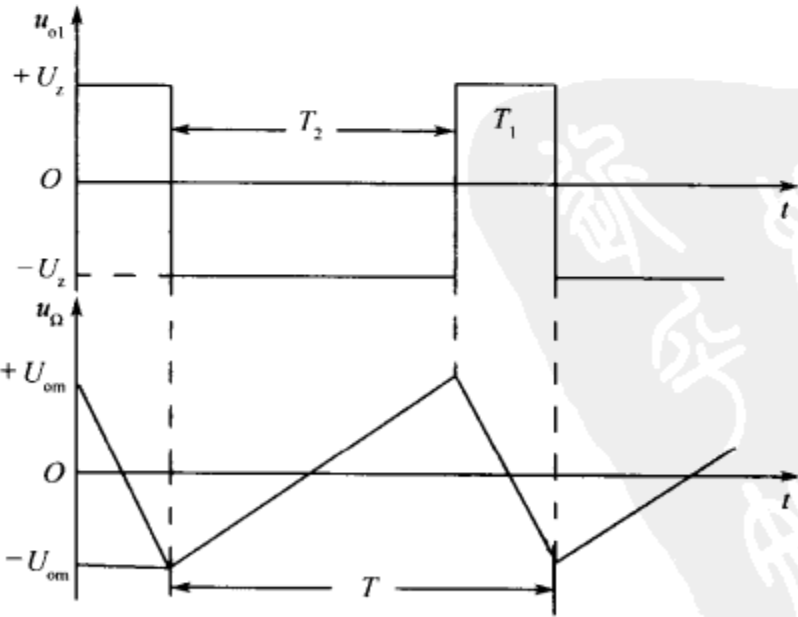


图 7-53 锯齿波电路波形

进一步计算表明,三角波电压的峰值为

$$U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_z$$

三角波的振荡周期为

$$T = \frac{2R_1 R_w C}{R_2}$$

四、集成运放应用中的几个问题

随着集成技术的发展,集成运算放大器的种类越来越多,功能越来越齐全。但如果使用不当则会使运放的工作不正常,甚至损坏,下面简要介绍集成运放使用中的几个重要问题。

1. 调零

由于集成运放是一个高增益的多级放大器,输入级微小的不对称都有可能使输入电压为零时输出电压不为零。因此,集成运放在使用前应先进行调零。调零的方法分为外部调零和内部调零两种。

(1) 外部调零

图 7-54 为通用型运放 $\mu A741$ (国内型号为 F007) 的调零电路。调零应在闭环状态下进行,接好反馈电路,并将两个输入端接地,使 $u_i = 0$ 。在引脚 1、4、5 间接调零电位器 R_w , 调整 R_w , 使 $u_o = 0$ 。

不同型号的运放,调零电路的形式也各不相同,需要了解时可查阅手册。

(2) 内部调零

它不需要外接调零电位器,可在运放内部自动地进行,所以称为自动调零技术。目前,集成运放采用的自动调零技术有自恒温技术、自动补偿技术和动态调零技术等。

2. 消振

由于集成运放的开环放大倍数非常大,各种形式的寄生电容都有可能引起运放的自激振荡,为使运放能稳定地工作,必须进行消振。消振的方法也分为内部消振和外部消振两种。内部消振是把消振的阻容元件直接集成在运放电路的内部。外部消振是利用阻容移相的原理,在运放的外接电路中加入适当的补偿电容 C 或 RC 补偿网络,从外部人为地破坏产生自激振荡的条件,使运放能够稳定地工作。

图 7-55 为运放 BG305 的一种消振电路。除此之外,还可以采用其他形式的 RC 消振电路。

另外,如果芯片排列和布线不合理,即使接了补偿电路仍有可能出现自激振荡。因此,在布线时,应设法尽量缩短输入端的引线。同时注意公共接地端的接法。

3. 运放的保护

电源极性接反或输入、输出电压过大都可能使运放损坏,在使用时,一般均应加保护措施。(1) 电源反接保护

图 7-56 为电源反接保护的电路。在电源引线上串入二极管 VD_1 和 VD_2 , 以阻止电流倒流,从而保护了运放。

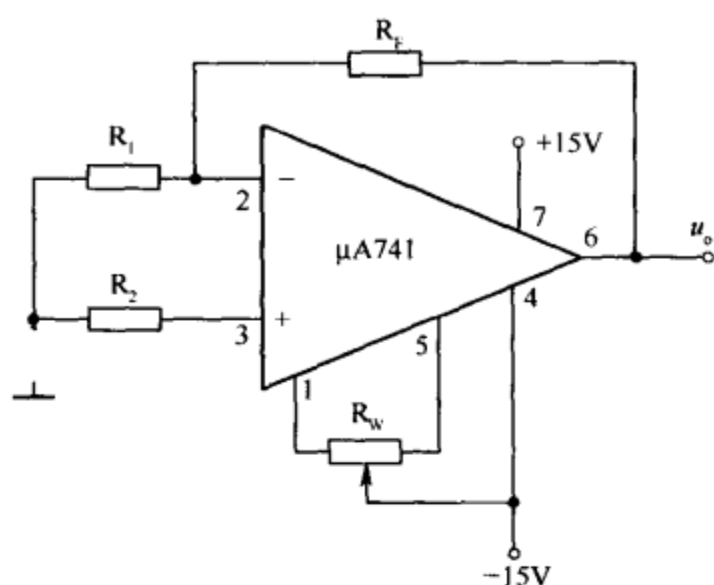


图 7-54 外部调零

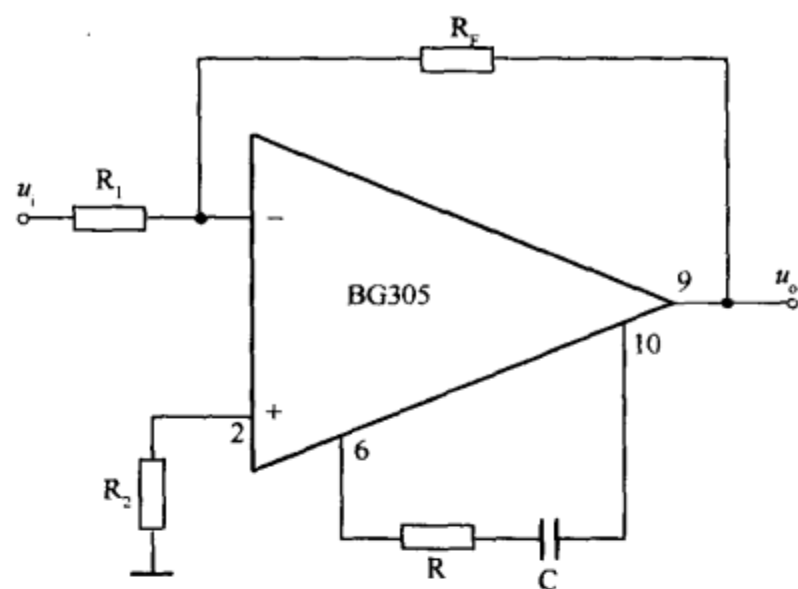


图 7-55 运放 BG305 的一种消振电路

(2) 输入端保护

当运放输入级的共模或差模输入电压过高时,会使输入端的相关三极管被击穿,造成运放的损坏;有时即使没有损坏运放,但使运放的输出对输入信号不再反应,发生“堵塞”或“自锁”。常见的输入端保护措施如图 7-57 所示,可根据不同的应用条件来选择。

(3) 输出端保护

图 7-58 为输出端过压保护电路。正常工作时,输出电压小于稳压管 ZD 的稳压值,稳压管不导通;当输出电压过大时,击穿稳压管,使输出电压被限制在规定范围内,保护了运放。

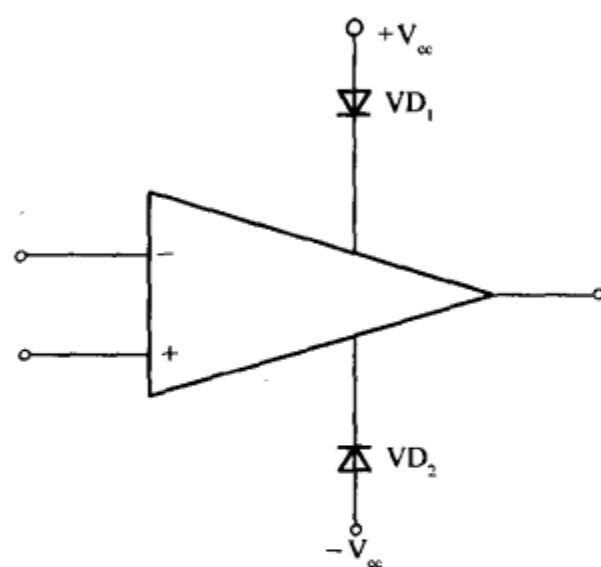


图 7-56 电源反接保护电路

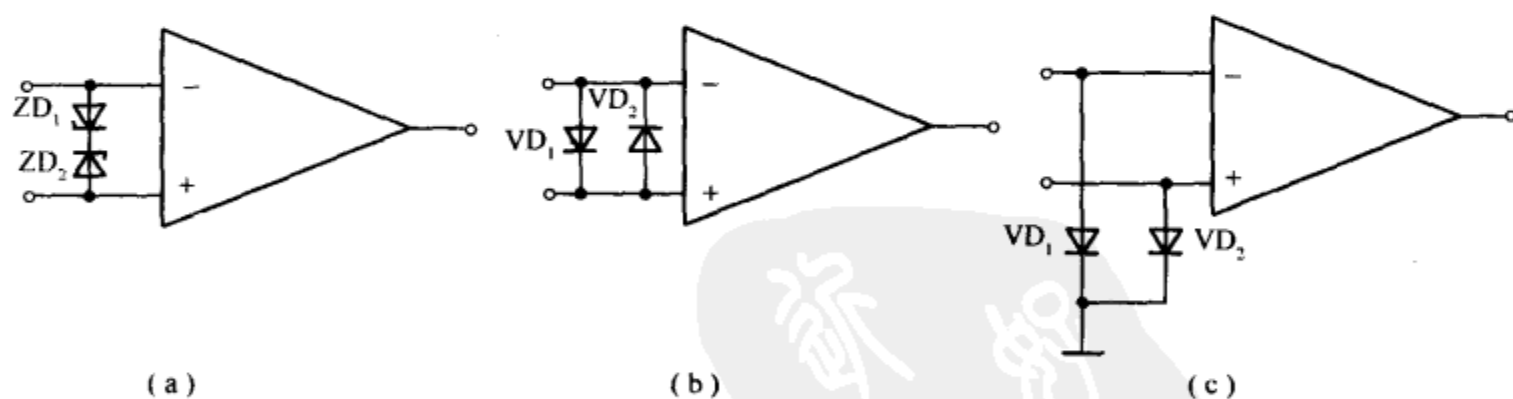


图 7-57 输入端保护

五、应用举例

1. 汽车刹车灯故障指示器

汽车尾部的刹车灯出现故障时,司机往往并不知道。汽车刹车灯故障指示器可帮助司机随时了解刹车灯是否损坏。汽车刹车灯故障指示器的电路如图 7-59 所示。

运放 A_1 、 A_2 组成两个电压比较器,由 R_3 、 R_4 及 R_5 、 R_6 分压取得的基准电压加在 A_1 、

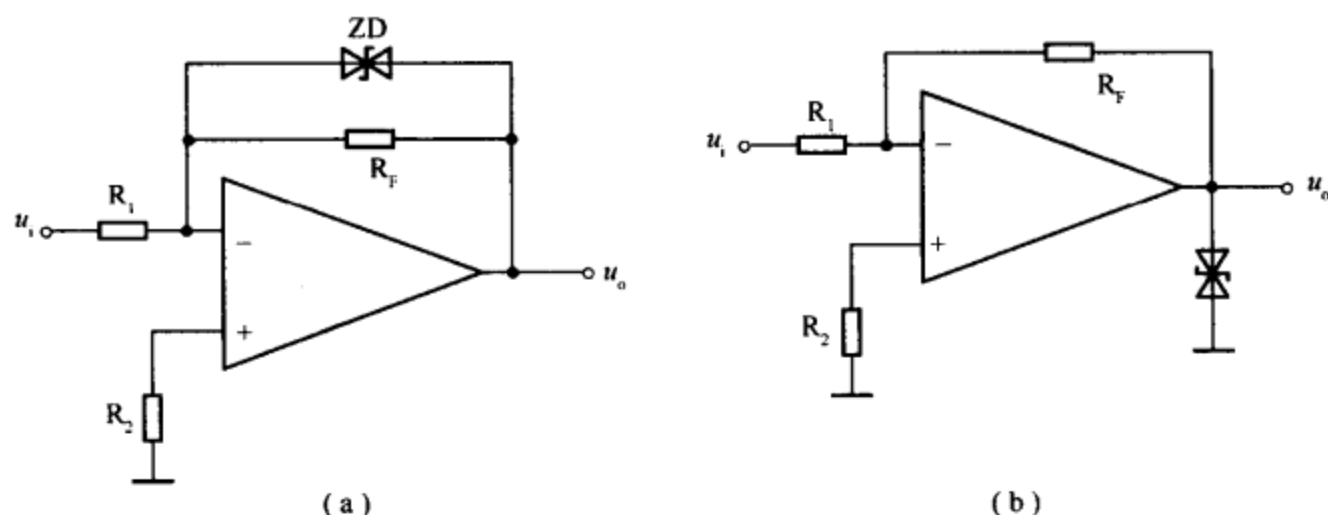


图 7-58 输出端保护

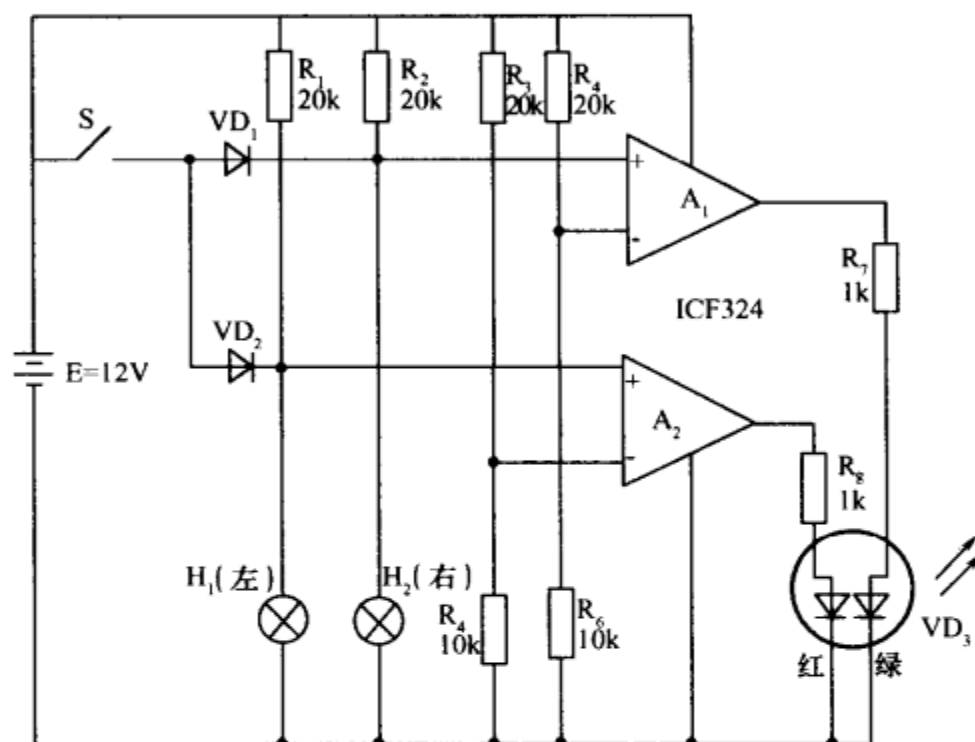


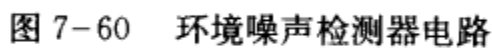
图 7-59 汽车刹车灯故障指示器电路

A_2 的反相输入端,检测信号加在同相输入端。当刹车灯 H_1 、 H_2 没有损坏时,其阻值很小,因 R_1 、 R_2 阻值很大,此时检测信号小于基准电压, A_1 和 A_2 输出均为低电平,变色发光二极管 VD_3 不发光,表明刹车灯正常。当左刹车灯 H_1 损坏时,检测信号大于基准电压, A_2 将输出高电平, VD_3 发红光;同理,当右刹车灯 H_2 损坏时, VD_3 发绿光;若 H_1 和 H_2 同时损坏时, VD_3 中的红、绿发光二极管均发光,经混色发出黄光。由此可知,在不刹车时,司机便能通过 VD_3 的发光颜色随时了解刹车灯是否有故障。

S 为刹车开关,只有刹车时 S 才会闭合,此时 H_1 和 H_2 经过 VD_1 和 VD_2 形成直流回路,点亮 H_1 和 H_2 。由于 S 的闭合, A_1 和 A_2 同相输入端的电压将高于基准电压,此时 VD_3 将发出黄光,但它并不表示 H_1 和 H_2 有损坏现象。

2. 环境噪声检测器

环境噪声检测器电路如图 7-60 所示。检测器电路选用驻极体传声器作为噪声传感器,电源通过 R_1 为它供电。噪声信号经 C_1 加到运放 A_1 的同相输入端,放大的噪声信号经 VD_2 整流和 C_3 滤波后,加到运放 A_2 的同相输入端。 A_2 组成电压比较器,其反相输入端上的基准电压由稳压二极管的稳压值确定。



第八章 功率放大电路

功率放大电路种类较多,按电路的形式可分为变压器耦合甲类功率放大电路、变压器耦合推挽功率放大电路、OTL 功率放大电路、OCL 功率放大电路和 BTL 功率放大电路;按放大信号的频率范围可分为低频功率放大电路和高频功率放大电路。本节重点介绍应用较为广泛的 OTL、OCL 和 BTL 音频功率放大电路。

第一节 功率放大电路概述

在电子整机电路中,一般最后一级的放大电路必须输出一定的功率去推动执行机构,如扬声器、继电器、电动机等。这种以输出功率为主要目的的放大电路叫做功率放大电路。

功率放大电路和电压放大电路并没有本质上的不同,它们都是利用三极管的电流放大作用,把电源的直流功率转换成与输入信号同步变化的交流功率。不同之处是电压放大电路是在小信号的情况下工作,要求它在失真度尽可能小的条件下具有足够大的电压放大倍数;而在功率放大电路中,不仅要求它有比较大的信号电压输出,而且要求有较大的信号电流输出,即获得较大的功率输出。

为了获得较大的功率输出,功率放大三极管的集电极电压和电流变化幅度要很大,但由于三极管极限参数的限制,功率放大三极管在工作中只能接近极限工作状态,否则就会损坏三极管。三极管的极限工作区,是由三极管的集电极和发射极之间的反向击穿电压 BU_{CE0} 、集电极最大允许电流 I_{CM} 以及集电极最大耗散功率 P_{CM} 三个参数决定的。为了保证放大电路可靠工作,就要求在使用三极管时,加在集电极和发射极之间的电压不超过 BU_{CE0} ,集电极电流不超过 I_{CM} ,三极管的平均功率损耗不超过 P_{CM} 。

以上三个参数反映在三极管的输出特性曲线上,如图 8-1 所示。

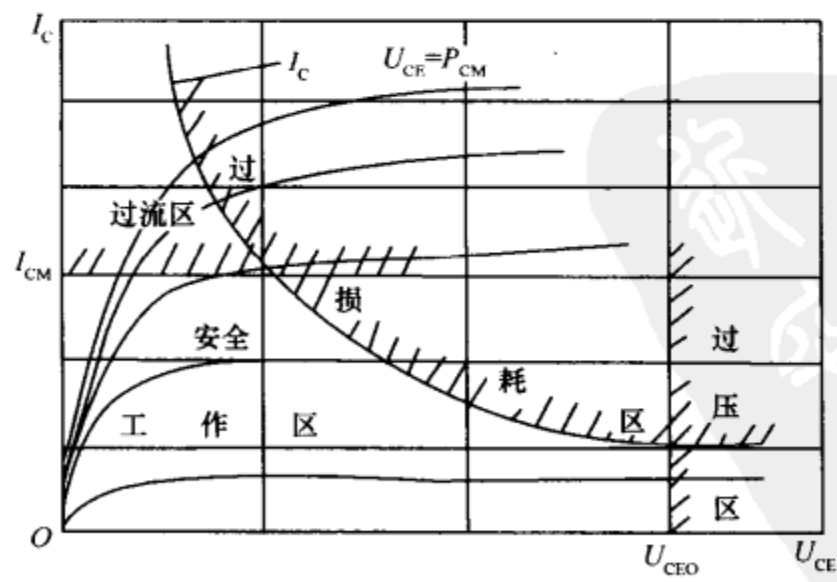


图 8-1 三极管的安全工作区

图中 P_{CM} 是一条双曲线, 叫做最大集电极功率损耗线, 功率放大三极管工作时, 不允许越过这条功率损耗线, 否则, 三极管可能因过热而损坏。

由于功率放大电路中的三极管工作在大信号状态下, 因此, 在进行分析时, 一般不能采用微变等效电路法, 而常常采用图解法来分析放大电路的静态和动态工作情况。

下面简要介绍功率放大电路的基本概念

一、甲类、乙类、甲乙类和丙类功率放大电路

按照三极管静态工作点的不同设置, 功率放大电路主要分为甲类(A)、乙类(B)、甲乙类(AB)和丙类(C)放大电路。各类不同的功率放大电路可用图 8-2 所示的三极管输出特性的静态工作点来说明, 图中 MN 是放大电路的负载线, 阴影部分分别为饱和区和截止区。

1. 甲类功率放大电路

甲类功率放大电路一般用一只三极管来作为功率管, 功率管工作时, 静态工作点选在线性部分的中点 Q, 在有信号时, 工作点移动范围不超出线性区 AB。显然, 甲类功率放大器的输出波形几乎与输入波形相同, 即输入信号为正弦波时, 输出波形也为正弦波。

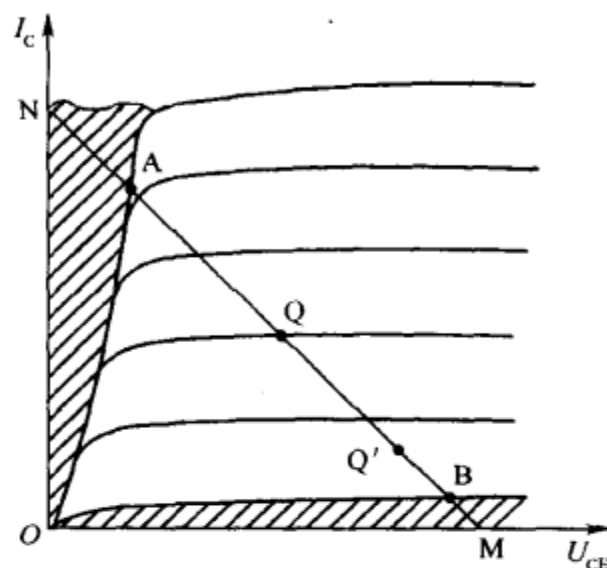


图 8-2 静态工作点的选择

前面介绍的交流放大电路都是甲类功率放大电路。当功放输出级采用甲类功率放大电路时, 由于信号幅度大, 静态工作电流也比较大, 结果对电源的消耗比较大。甲类功率放大电路的另一个不足之处是, 放大电路的输出功率不够大。但是, 甲类功率放大电路输出信号失真小, 声音比较好听。

2. 乙类功率放大电路

假如静态工作点选择在截止区的边缘, 如图 8-2 中 B 点, 则称为乙类功率放大器, 这时若输入信号为正弦波, 输出信号仅为正弦波的一半。

在乙类功率放大电路中, 信号的正、负半周应分别用两只三极管来完成放大任务, 然后将正、负半周输出信号在负载上合成一个完整的信号。另外, 乙类功率放大电路中三极管无静态偏置电流, 利用功放级信号幅度比较大的特点, 用信号自身来激励三极管导通、放大。显然, 不用静态偏置电流, 在无信号时(静态)对电源的消耗为零, 有利于节约电源能量。但是, 由于三极管无静态偏置电流, 三极管从截止区进入放大区这一部分是非线性的, 对信号产生交越失真, 所以音频功率放大电路一般不采用这种电路。

3. 甲乙类功率放大电路

假定静态工作点设置在 Q 与 B 之间并靠近 B 点(如图 8-2 中的 Q' 点), 则称为甲乙类功率放大器。这时, 输入信号为正弦波, 输出信号将比正弦波的一半多一点。

甲乙类功率放大电路同乙类功率放大电路一样, 也是用两只三极管分别放大输入信号的正、负半周, 但给两只三极管加入了很小的静态偏置电流, 以使三极管刚刚进入放大区。由于给三极管的静态偏置电流很小, 所以在没有输入信号时放大电路对直流电源的消耗比较小(比起甲类功率放大电路要小得多), 既具有乙类功率放大器的省电优点, 又脱

离了三极管的截止区,消除了交越失真。所以,甲乙类功率放大电路具有甲类和乙类功率放大电路的优点,同时克服了这两种放大电路的缺点。正是由于甲乙类功率放大电路无交越失真和省电的优点,而被广泛地应用于音频功率放大电路中。

4. 丙类功率放大电路

丙类功率放大电路是把静态工作点选在截止区内,因此,当输入为正弦波时,输出还不到正弦波的一半。

二、最大输出功率和效率

1. 最大输出功率

最大输出功率,是指在正弦输入信号下,输出波形不超过规定的非线性失真指标时,放大电路最大输出电压和最大输出电流有效值的乘积。设在共射极接法下,集电极正弦电压和电流的最大幅值分别为 U_{ceM} 和 I_{cM} ,则最大输出功率为

$$P_{oM} = \frac{U_{ceM}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cM}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_{ceM} I_{cM}$$

2. 效率

功率放大电路的任务,是把较小的输入信号功率加以放大,传送给负载,但是,输出功率绝不是三极管给出的,功率放大电路利用三极管的电流控制作用,把电源供给三极管的直流功率转换成交流输出功率。具体地说,输入信号加到三极管的基极,利用三极管的电流控制作用,把很小的基极电流变化转换成较大的集电极电流变化,而集电极电流是由电源供给的,三极管只是起了一个转换作用。

电源供给集电极电路的直流功率并没有全部转化成交流输出功率,这是因为三极管自身在工作时不可避免地会消耗一定的功率,电路元件在工作时也要消耗一定的功率,因此需要考虑功率放大电路的效率问题。功率放大电路的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_V}$$

式中: P_o 为放大电路输出给负载的功率; P_V 为直流电源 V_{cc} 所提供的功率。

重点提示:在功率放大电路中,电源供给的功率有相当大的一部分消耗在三极管的集电极上,使三极管的结温度和管壳温度升高。为了充分利用三极管的集电极最大耗散功率 P_{CM} 这一定额,三极管的散热是一个重要问题。功率三极管必须按要求加装散热片或散热器。

三、定阻式和定压式输出

功率放大电路的输出特性有两种:一是定阻式输出;二是定压式输出。

定阻式输出电路中要求负载阻抗确定不变,否则负载与功率放大电路输出级之间阻抗不匹配,负载得不到最大输出功率,甚至会烧坏负载。变压器耦合甲类功率放大电路就属于定阻式输出。

定压式输出是指负载阻抗大小在一定范围内变化时,功率放大电路输出端的输出信号电压不随负载阻抗的变化而变化。OTL 功率放大电路就属于定压式输出。定压式输出的功率放大电路中,对负载阻抗要求没有定阻式输出那么严格,负载阻抗可以有些变化

而不影响放大电路的正常工作,但负载所获得的功率将随负载阻抗不同而有所变化。

第二节 OTL 功率放大电路

无输出变压器(Output Transformer Less, OTL)场输出电路采用单电源供电,有输出耦合电容,为交流输出方式,OTL 输出功率放大电路具有效率高、功率大、失真小、对三极管耐压要求低等优点,因此,应用较广泛。

一、OTL 乙类互补对称电路

OTL 乙类互补对称电路的组成如图 8-3 所示。

电路只需用一路直流电源 V_{cc} ,电阻 R_1 和 R_2 的作用是确定放大电路的静态电位, VT_1 是 NPN 型三极管, VT_2 是 PNP 型三极管,两只三极管的基极相连,如果调整电阻 R_1 和 R_2 的值,使静态时两只三极管的发射极电位为 $\frac{V_{cc}}{2}$,则电容 C 两端的电压 U_C 也等于 $\frac{V_{cc}}{2}$ 。加上正弦波输入电压 u_i 时,如果电容 C 足够大(容抗很小),可认为当输入电压按正弦规律变化时,电容两端电压保持 $\frac{V_{cc}}{2}$ 的数值基本不变。

在 u_i 的正半周, NPN 型三极管 VT_1 导电, PNP 型三极管 VT_2 截止。 i_{C1} 从 V_{cc} 流出, 经过 VT_1 和电容 C 后流过负载 R_L 至公共端。在 u_i 的负半周, VT_2 导电, VT_1 截止, VT_2 导电时依靠电容 C 上的电压供电, i_{C2} 从电容 C 的正端流出, 经 VT_2 流至公共端, 再流过负载 R_L , 然后回到电容 C 的负端。可见, 无论 VT_1 导电还是 VT_2 导电, 电路均工作在射极输出器状态, 由于射极输出器输出电阻很小, 因此, 这种电路不需输出变压器变换阻抗即可实现阻抗匹配。

OTL 乙类互补对称电路的波形图如图 8-4 所示。由图可见, 虽然 VT_1 和 VT_2 各导电半周, 但因流过负载 R_L 的电流 i_L 是 i_{C1} 和 i_{C2} 的合成电流, 所以, i_L 基本上是正弦波。

由于这种放大电路不用输出变压器, 且两个三极管 VT_1 和 VT_2 轮流导电, 每只三极管各导电 180° , 二者的电流互补, 电路结构形式对称, 所以称为 OTL 乙类互补对称电路。

OTL 乙类互补对称电路的主要优点是效率高, 静态时, 由于 i_{C1} 和 i_{C2} 均为零, 所以电路的静态功耗等于零。这种电路的主要缺点是波形失真比较严重, 由于在输入电压 u_i 的幅度小于三极管输入特性曲线上的死区电压时, VT_1 、 VT_2 均不能导电, 故 i_{C1} 和 i_{C2} 及 i_L 的波形都将出现明显的交越失真, 所以, 必须对这种电路进行改进。

二、OTL 甲乙类互补对称电路

为了减小交越失真, 改善输出波形, 通常设法使三极管 VT_1 和 VT_2 在静态时已经有一个较小的基极电流, 以避免当为幅度较小时两只三极管同时截止。为此, 在 VT_1 、 VT_2 的基极之间, 接入电阻 R 和两只二极管 VD_1 和 VD_2 , 如图 8-5 所示。

由于在两只三极管的基极之间产生一个偏压, 因此当 $u_i = 0$ 时, VT_1 、 VT_2 已微微导通, 在两只三极管的基极已经各自存在一个较小的基极电流 i_{B1} 和 i_{B2} , 因而, 在两只三极管

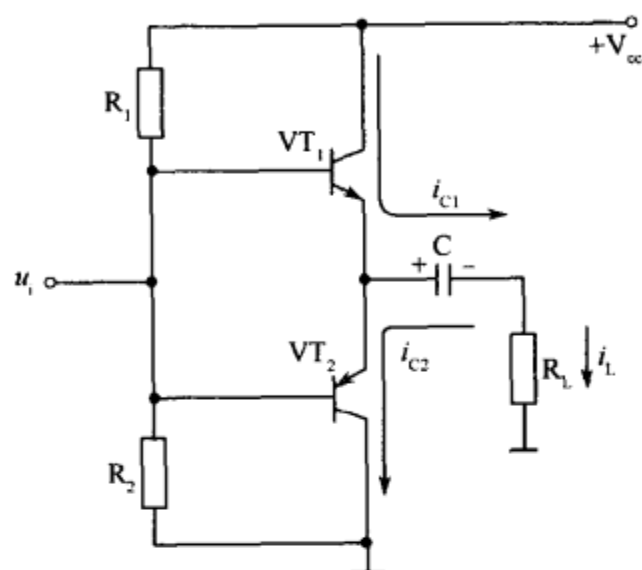


图 8-3 OTL 乙类互补对称电路

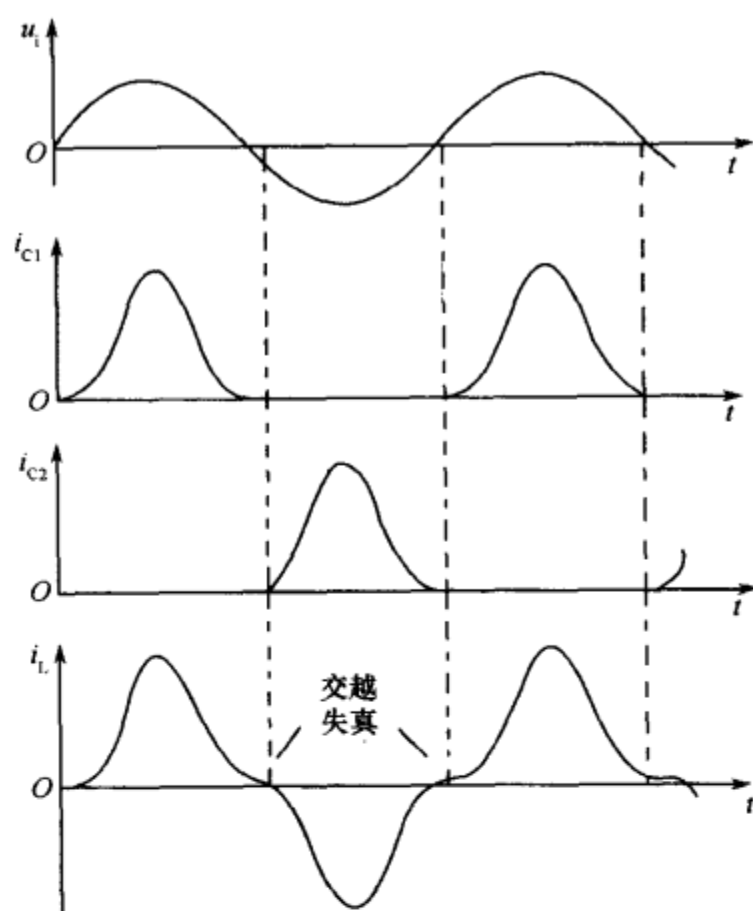


图 8-4 OTL 乙类互补对称电路的波形图

的集电极回路也各有一个较小的集电极电流 i_{C1} 和 i_{C2} , 但静态时, $i_L = i_{C1} - i_{C2} = 0$, 当加上正弦输入电压 u_i 时, 在正半周, i_{C1} 逐渐增大, i_{C2} 逐渐减小, 然后 VT_2 截止。在负半周则相反, i_{C2} 逐渐增大, 而 i_{C1} 逐渐减小, 最后 VT_1 截止。 i_{C1} 和 i_{C2} 的波形如图 8-6 所示, 可见, 两只三极管轮流导电的交替过程比较平滑, 最终得到的 i_L 的波形更接近于理想的正弦波, 从而减小了交越失真。

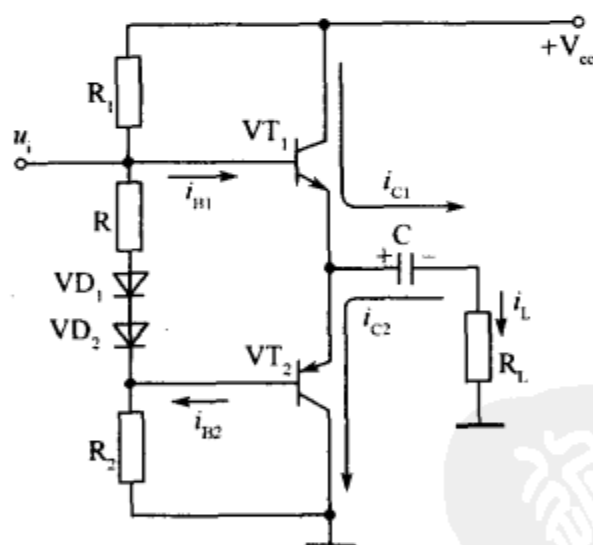


图 8-5 OTL 甲乙类互补对称电路

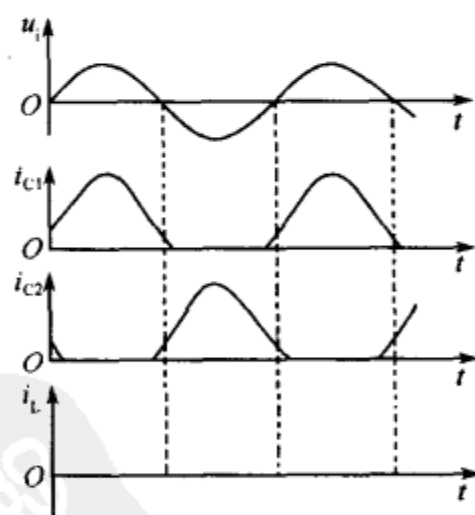


图 8-6 OTL 甲乙类互补对称电路的波形图

由波形图还可以看到, VT_1 、 VT_2 的导电角略大于 180° , 所以这种电路称为 OTL 甲乙类互补对称电路。在甲乙类互补对称电路中, 为了避免降低效率, 通常使静态时集电极电流的值很小, 即电路静态工作点 Q 的位置很低, 靠近横坐标轴。

图 8-7 为具有推动级和改进型的 OTL 甲乙类互补对称电路。电路中, VT_1 为推动管, VT_2 和 VT_3 构成互补对称电路。推动级与功放输出级之间采用直接耦合方式。

电路中, 推动级 VT_1 工作在甲类状态, 它的上偏流电阻为 R_1 , 集电极负载电阻为 R_3 、

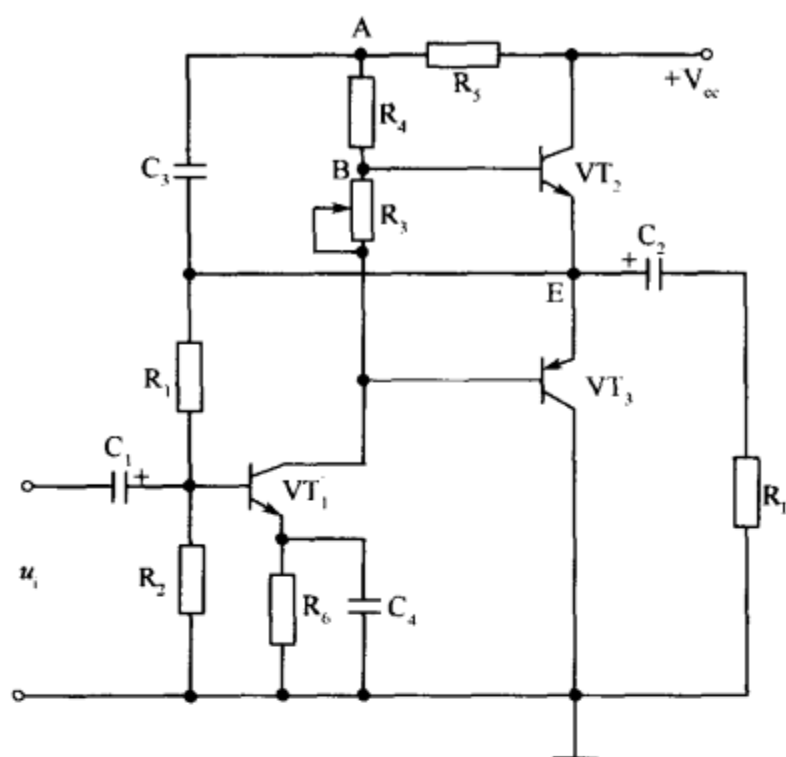


图 8-7 具有推动级和改进型的 OTL 甲乙类互补对称电路

R_4 和 R_5 , 通常总是设计成 $R_4 \gg R_3$, $R_4 \gg R_5$, 即 R_4 是 VT_1 集电极电阻的主要组成部分, 而 R_3 上的压降则用来 VT_2 和 VT_3 的发射结提供一定的起始偏置电压, 调节 R_3 使 VT_2 、 VT_3 在静态时有一个较小的集电极电流, 使它们工作于甲乙类放大状态, 以消除交越失真。电路中 R_1 不直接接在电源 V_{cc} 的正端, 而接在 VT_2 、 VT_3 的公共射极 E 点, 从而对 VT_1 形成了电压并联负反馈, 它既含有直流负反馈, 也包含交流负反馈。交流负反馈可以改善放大电路的非线性失真并提高放大倍数的稳定性; 而直流负反馈则可以稳定整个放大电路的静态工作点, 特别是稳定 VT_2 、 VT_3 公共射极电位 U_E 。为了获得最大不失真功率, 通常总是调节 R_1 , 使 E 点的静态电位为 $\frac{1}{2}V_{cc}$, 因而 E 点的静态电位常称为“中点电位”。假设由于温度变化等原因使 E 点电位有所上升, 则经 R_1 、 R_2 的分压, 使 VT_1 的基极偏流增大, 使电阻 R_4 上的压降也增大, 迫使 B 点电位下降, 由于 VT_2 的射极跟随作用, E 点电位随之降低, 这就抑制了 U_E 的上升。

在 OTL 功率放大电路中, 若不考虑 C_3 , VT_1 集电极信号为正半周时, VT_2 导通, 当输入 VT_2 基极的信号比较大时, VT_2 基极信号电压大, 由于 VT_2 发射极电压跟随基极电压, 使 VT_2 的发射极电压逼近 V_{cc} , 造成 VT_2 集电极与发射极之间的直流工作电压减小。容易使三极管进入饱和区, 在三极管进入饱和区后, 三极管的基极电流不能有效地控制集电极电流。这显然使正半周的大信号输出受到抑制, 造成正半周大信号的输出不足, 必须采取措施来加以补偿, 即采用自举电路。电路中, C_3 、 R_4 和 R_5 构成自举电路, 其中, C_3 为自举电容, R_5 为隔离电阻, R_4 将自举电压加到 VT_2 的基极。

在静态时, V_{cc} 经 R_5 对 C_3 充电, 使 C_3 上充有上正、下负的电压 U_{C3} , 这样电路中 A 点的直流电压等于 E 点的直流电压加上 U_{C3} , A 点的直流电压高于 E 点电压。由于 C_3 的容量很大, 它的放电回路时间常数很大, 使 C_3 上的电压 U_{C3} 基本不变。这样, 当正半周大信号出现时, E 点电压升高导致 A 点电压也随之升高。A 点升高的电压经 R_4 加到 VT_2 的基极, 使 VT_2 基极上的信号电压更高, 便有更大的基极信号电流来激励 VT_2 , 使 VT_2 发射极输出的信号电流更大, 以补偿由于 VT_2 集电极与发射极之间直流工作电压下降而造

成的输出信号电流不足。

在自举电路中, R_5 用来将 A 点的直流电压与电源电压 V_{cc} 隔离, 使 A 点直流电压有可能在某瞬间超过 V_{cc} , 当 VT_2 中的正半周信号幅度很大时, E 点电压接近 V_{cc} , A 点直流电压更大, 并超过 V_{cc} , 此时 A 点电流经 R_5 流向电源 V_{cc} (对直流电源 V_{cc} 充电)。若没有电阻 R_5 的隔离作用 (将 R_5 短接), 则 A 点直流电压最高为 V_{cc} , 此时便无自举作用。

重点提示:①OTL 功率放大电路由于两只功放输出管是串联供电的方式, 要求直流工作电压 V_{cc} 较高, 因为每只三极管上的实际工作电压只有电源电压的一半, 所以在直流工作电压较低时, 这种功率放大电路的输出功率不大, 在采用电池供电的机器中不宜用这种功放电路。

②功率放大电路输出端直流工作电压为电源电压 V_{cc} 的一半, 这一特点对修理相当重要, 在没有资料的情况下, 这一直流电压特征对修理的作用显得尤为突出。

③用输出端耦合电容代替输出耦合变压器, 使放大电路的低频特性和输出功率都有较大的改善。OTL 功率放大电路在采用较高的直流工作电压时, 输出功率可以做得很大。

④OTL 功率放大电路在开机瞬间扬声器中会发生“砰”的开机冲击声, 这是因为输出端耦合电容在刚开机时两端电压不能突变, 相当于输出端耦合短路, 开机时的冲击电流流过扬声器, 产生了这种开机噪声。在许多收录机和组合音响中, 为了消除这一开机噪声, 设置了开机静噪电路。

⑤根据计算, OTL 功率放大电路的最大输出功率为 $P_{om} \approx \frac{V_{cc}^2}{8R_L}$, 效率为 60%~78%。

第三节 OCL 功率放大电路

图 8-8 是无输出耦合电容 (Output Capacitor Less, OCL) 甲乙类互补对称功率放大电路。

从电路中可以看出, 这一放大电路采用正、负电源供电, 即 V_{cc} 和 $-V_{cc}$, 并且是对称的正、负电源供电, 也就是 V_{cc} 和 $-V_{cc}$ 大小相等, 这是 OCL 功率放大电路的一个特点。

VT_1 和 VT_2 工作在甲乙类工作状态, 两只三极管需要有很小的正向偏置电流, 这一电流由电阻 R 和二极管 VD_1 、 VD_2 提供。

由于 VT_1 和 VT_2 处于甲乙类工作状态, 两只三极管均有较小而相同的偏置电流, 而且 VT_1 和 VT_2 的性能相同, 这样 VT_1 和 VT_2 集电极与发射极之间的内阻相等, 两只三极管的内阻对 V_{cc} 、 $-V_{cc}$ 进行分压, 加之两只三极管内阻相等, V_{cc} 、 $-V_{cc}$ 大小相等, 所以, VT_1 、 VT_2 发射极的直流电压为 0。

重点提示:OCL 功率放大电路不用输出电容, 所以必须采用双电源供电, 它与 OTL

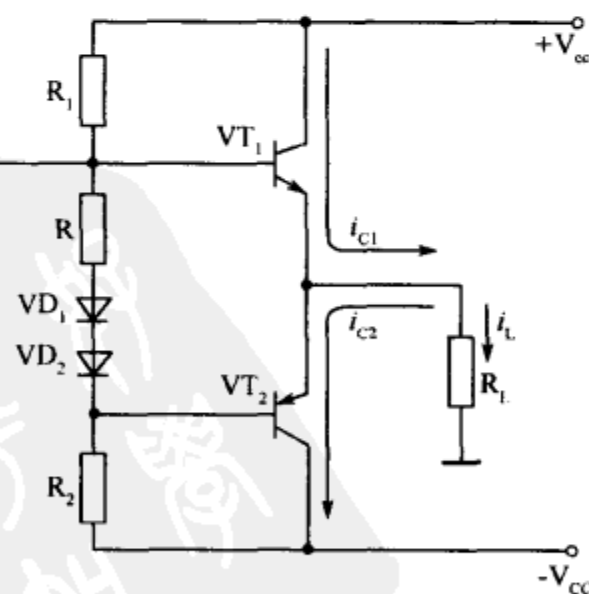


图 8-8 OCL 甲乙类互补对称功率放大电路

电路相比到底有什么优点和缺点呢?下面简要进行分析。

我们知道,电容具有“隔直流,通交流”的特性,电容对交流信号都会产生一定的阻力,称为容抗。容抗的大小与信号频率和电容器的电容量成反比($X_C = \frac{1}{2\pi fC}$)。对 20Hz~20kHz 范围的音频信号,频率越低,它的容抗越大。这意味着,音频范围内低频端的信号通过耦合电容时会有很大的衰减。例如,对于 OTL 功率放大电路,若输出端耦合电容为 200 μ F,则 10kHz 的音频信号的容抗是 0.08 Ω ,100Hz 的音频信号的容抗是 8 Ω 。由此可见,若用它传送宽频音乐信号时,由于低频成分衰减较大,扬声器重放的音乐就会显得低音不够丰富。

为了改善耦合电容的低频响应,必须采用大容量的电解电容,电解电容是卷绕制成的,电容量越大,卷绕的圈数越多,边就不可避免地形成一种附加电感,它对不同频率的信号产生不同的相移,又会引起附加的失真。所以,在高保真音响系统中,广泛采用无输出耦合电容的 OCL 功率放大电路。

除此之外,OCL 功率放大电路还具有输出功率大的优点,根据计算,OCL 功率放大电路的最大输出功率为 $P_{OM} \approx \frac{V_{CC}}{2R_L}$,可见,在同样的 V_{CC} 和 R_L 的情况下,OCL 功率放大电路的输出功率比 OTL 功率放大电路大得多。但 OCL 功率放大电路与 OTL 功率放大电路的效率是相同的。

虽然 OCL 功率放大电路具有以上优点,但也有一些不足,主要表现在以下两方面:一是 OCL 功率放大电路无输出端耦合电容,扬声器直接与功放电路输出端相连,如果电路出现故障而使输出端的直流电压不为 0,则直流电压就直接加到扬声器上,因扬声器的直流电阻很小,便有很大的直流电流通过扬声器使其损坏;二是 OCL 功率放大电路由于采用正、负对称直流电源供电,使电源电路的结构复杂了,增加了成本。

* 阅读材料 实用 OCL 功率放大电路分析

OCL 功率放大电路在功放机中应用比较广泛,下面以图 8-9 所示 OCL 电路进行分析。

该电路主要由差动输入放大电路、电压放大电路、自举电路、交越失真消除电路、复合互补功率放大电路、负反馈电路、扬声器补偿电路等组成。

OCL 功率放大电路由于采用了全电路直接耦合方式,温度漂移对电路影响大,采用差动输入放大电路,抑制温度漂移效果较为理想。图中 Q_1 、 Q_2 、 R_1 、 R_2 、 R_{W2} 组成单端输入、单端输出的差动放大电路。该放大电路由于采用两个特性相同的放大电路组成对称电路,并且发射极上有共用电阻 R_2 共同作用,达到抑制零点漂移的效果。一方面,共用发射极电阻,使两放大电路由于零点漂移产生的参数变化同时进行,零点漂移被抵消;另一方面,共用电阻 R_2 也作为负反馈电阻,通过电流负反馈作用,进一步减少工作点的零点漂移。

自举电路由 C_3 、 R_4 、 R_5 组成,其作用与前面介绍的 OTL 功率放大电路的自举电路相同。

复合互补推挽功率放大电路由 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 、 Q_7 、 R_6 、 R_7 、 R_8 组成。其中, Q_4 、 Q_6 组成

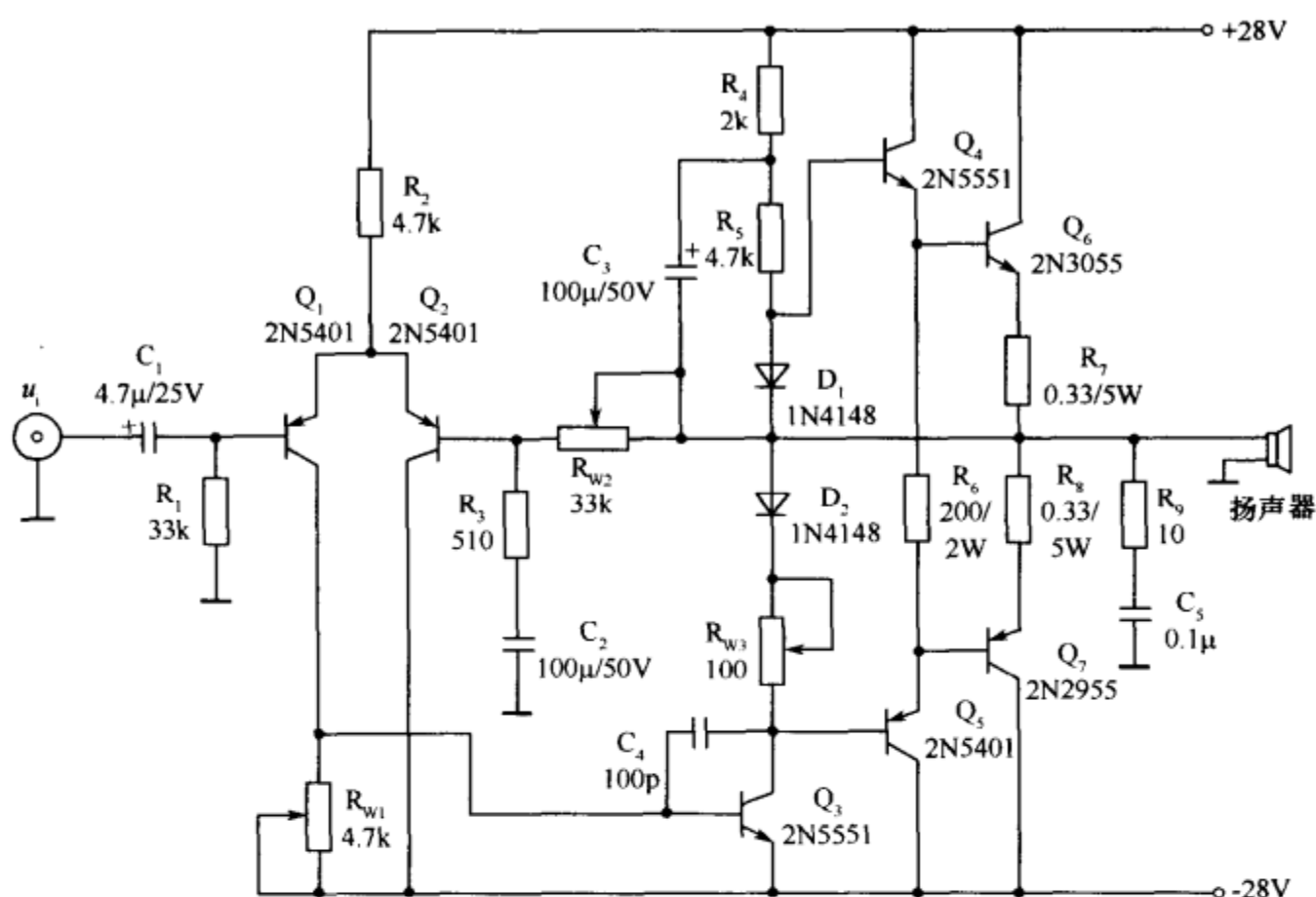


图 8-9 实用 OCL 功率放大电路

NPN 型结构复合管, Q_5 、 Q_7 组成 PNP 型结构复合管, 复合管的电流放大倍数是两管乘积, 因此, 可以提供很大的输出电流。当正半周信号时, Q_4 、 Q_6 工作, Q_5 、 Q_7 截止; 当负半周信号时, 工作状态反转。整个信号在复合管互相补充下放大输出。 Q_6 、 Q_7 基极电阻 R_6 是分流电阻, 其作用是使注入 Q_6 、 Q_7 基极电流不至于过大损坏功率管。通常该电阻选取几百欧姆。电阻 R_7 、 R_8 是发射极反馈电阻, 限制功率管集电极电流, 防止穿透电流过大损坏功率管。

交越失真消除电路由 D_1 、 D_2 、 R_{W3} 组成, 三只元件串联产生的电压降为 Q_4 、 Q_5 提供静态偏置, 使输出级工作于甲乙类状态, 以消除输出级的交越失真。 R_{W3} 采用微调电阻, 方便使输出级调整到合适的工作点。二极管 D_1 、 D_2 主要作用是温度补偿。当温度升高时, 输出管静态电流增大, 同时二极管的管压降同样会因温度升高而减少, 使输出管的偏置电压降低, 静态电流趋于稳定。

反馈系统中, 交流反馈系统由 R_{W2} 、 R_3 、 C_2 组成, 它的主要作用是调整电路增益和改善电路的非线性失真。增大 R_{W2} 和减少 R_4 都可以提高电路的增益。 R_{W2} 在电路中也起直流负反馈作用, 应用差分电路原理, 当某种原因使输出中点电压变化, Q_1 、 Q_2 基极电压跟随, 使中点电压自动调零, 从而自动调节电路进入稳定状态。

扬声器补偿电路由 R_9 、 C_5 组成。由于扬声器为感性负载, 在瞬间大动态信号作用下, 容易损坏扬声器内的线圈。接入 R_9 、 C_5 组成容性负载, 补偿由于感性负载产生的移相, 保护扬声器。

第四节 BTL 功率放大电路

上述 OTL 和 OCL 功率放大电路的效率都不低, 但电源的利用率却不高, 关键在于

输入正弦信号的每半个周期中,电路只有一个晶体管 and 一半的电源在工作。为了提高电源的利用率,科研人员研发了平衡或无输出变压器(Balanced Transformer Less,BTL)功率放大电路,它采用了两对互补对称放大管作输出,负载接在两组放大管之间,又称为桥接推挽功率放大电路。其特点是输出功率大,其交流声、失真度、频率响应和稳定性等都有显著的改善。由于电路简单,在集成功率放大电路中获得了广泛的应用。

图 8-10 是 BTL 的原理电路。由图可见,它是将两个 OTL 功率放大电路的输出端分别接在负载 R_L 的两端。电路中, VT_1 为推动管, $VT_2 \sim VT_5$ 为功率输出管。推动管 VT_1 有两个输出端,能从集电极和发射极输出两个信号,这种电路称为分负载放大电路。

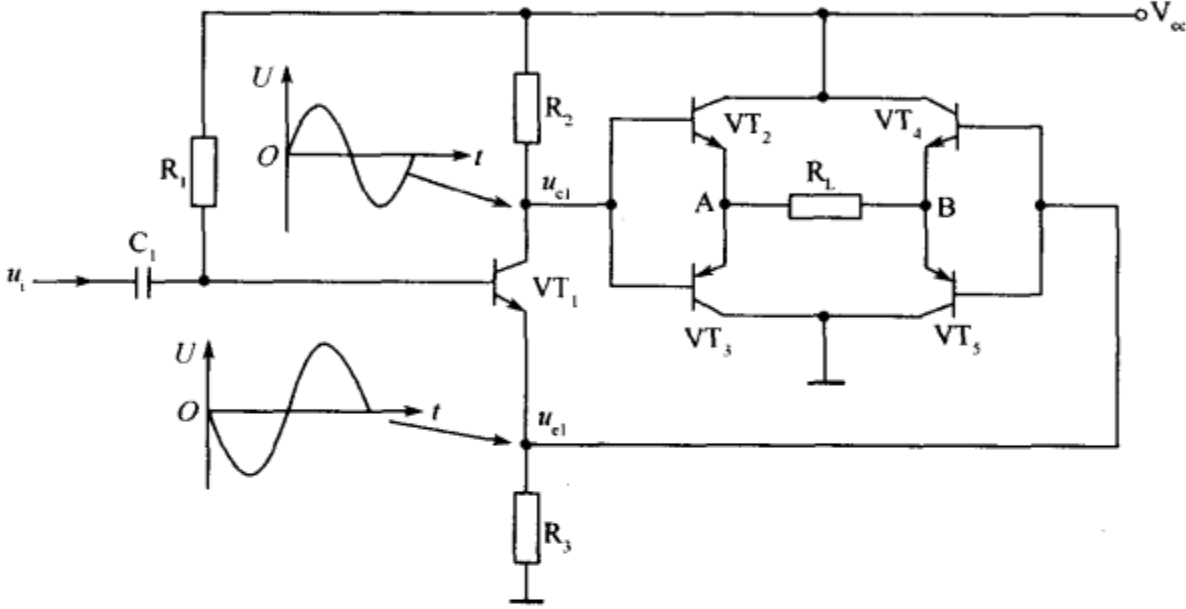


图 8-10 BTL 功率放大电路

一、推动级电路分析

电阻 R_1 构成推动级 VT_1 的固定式偏置电路, R_2 是 VT_1 的集电极负载电阻, R_3 是 VT_1 的发射极电阻。

这一放大电路的交流电路工作原理是: u_i 为输入信号,经 C_1 耦合加到 VT_1 的基极,经过 VT_1 放大后分别从发射极和集电极输出两个信号。其中, VT_1 发射极输出信号为

$$u_{e1} = i_{e1} R_3$$

式中: i_{e1} 为 VT_1 发射极输出的信号电流。

VT_1 集电极输出信号(注意: V_{cc} 端对交流接地, VT_1 集电极输出信号便是 R_2 上的信号压降)为

$$u_{c1} = i_{c1} R_2$$

式中: i_{c1} 为 VT_1 集电极输出的信号电流。

在电路设计时,令 $R_2 = R_3$,而三极管电流 $i_{c1} \approx i_{e1}$,所以有 $u_{c1} \approx u_{e1}$ 。又因为三极管集电极信号电压相位与基极信号电压相位相反,而发射极信号电压相位与基极信号电压相位相同,这样,通过 VT_1 将输入信号 u_i 变成了两个大小相等、相位相反的输出信号 u_{c1} 和 u_{e1} 。

二、功放输出级电路分析

输出级电路中共有四只三极管,比 OTL 或 OCL 功率放大电路要多 1 倍,这是 BTL

功率放大电路的一个特点。

输出级的直流电路工作原理是: $VT_2 \sim VT_5$ 应有很小的直流偏置电流(图中未画出偏置电路),使之工作在甲乙类状态,以克服交越失真。

VT_2 和 VT_3 构成一组互补放大电路,直流工作电压 V_{cc} 对 VT_2 和 VT_3 是串联供电的,这与 OTL 功率放大电路一样,实际上 VT_2 和 VT_3 输出级放大电路便相当于一组 OTL 功率放大电路。 VT_4 和 VT_5 构成另一组互补放大电路,两只三极管也是串联供电,相当于另一组 OTL 功率放大电路。这样,这一输出级电路相当于有两组 OTL 功率放大电路。

电路中,A 点是 VT_2 和 VT_3 互补放大电路的输出端,在静态时其直流工作电压等于 V_{cc} 的一半。B 点是 VT_4 和 VT_5 这组放大电路的输出端,其直流工作电压也等于 V_{cc} 的一半,这样,电路中 A 点与 B 点之间无直流电位差,所以扬声器 R_L 在静态时无电流流过,不必在扬声器回路中设置隔直电容。

输出级交流电路工作原理是:当输入信号 u_i 为正半周时,集电极输出信号 u_{ci} 为负半周,加到 VT_2 和 VT_3 基极后,使 VT_2 截止,而 VT_3 进入导通和放大状态,同时, VT_1 发射极输出信号 u_{ei} 为正半周,加到 VT_4 和 VT_5 基极上,使 VT_5 截止, VT_4 进入导通和放大状态,这样 VT_3 和 VT_4 同时为导通和放大状态,有信号电流流过扬声器 R_L ,信号电流回路为: $V_{cc} \rightarrow VT_4$ 集电极 $\rightarrow VT_4$ 发射极 $\rightarrow R_L \rightarrow VT_3$ 发射极 $\rightarrow VT_3$ 集电极 \rightarrow 地,形成回路。

在输入信号 u_i 为负半周时,集电极输出信号 u_{ci} 为正半周,加到 VT_2 和 VT_3 基极后,使 VT_3 截止,而 VT_2 进入导通和放大状态。同时, VT_1 发射极输出信号 u_{ei} 为负半周,加到 VT_4 和 VT_5 基极上,使 VT_4 截止, VT_5 进入导通和放大状态,这样 VT_2 和 VT_5 同时导通、放大,有信号电流流过 R_L ,这时的信号电流回路为: $V_{cc} \rightarrow VT_2$ 集电极 $\rightarrow VT_2$ 发射极 $\rightarrow R_L \rightarrow VT_5$ 发射极 $\rightarrow VT_5$ 集电极 \rightarrow 地,形成回路。

重点提示: BTL 功率放大电路与其他功率放大电路相比,具有下列一些特点。

(1)输出功率与 OTL 功率放大电路相比,在相同的直流工作电压 V_{cc} 和负载阻抗相等时,输出功率是 OTL 功率放大电路的 4 倍。由此可知,BTL 功率放大电路的输出功率大,在较低直流工作电压下也能获得较大的输出功率,所以可用于一些低压供电的机器中作为功率放大器。

(2)功率放大输出级电路所用元器件比 OTL 功率放大电路多 1 倍,即两组 OTL 功率放大(或两组 OCL 功率放大)电路才能组成一组 BTL 功率放大电路。

(3)功率放大电路输出端无耦合电容,而且扬声器不接地,即所谓的负载浮地,这对修理是不方便的,而且扬声器很容易烧坏,这一点与 OCL 功率放大电路相同。通常,在扬声器回路中串一只熔断丝,以起到对扬声器的过流保护作用,但这种保护的效果不佳,在有的 BTL 功率放大电路中设有专门的扬声器保护电路。

(4)BTL 功率放大输出级实际上是由两组 OTL 功率放大电路组成的,这样就需要有两个大小相等、相位相反的激励信号,电路中需要有分负载放大电路,也有些 BTL 功放电路采用自倒相方式。

(5)BTL 功率放大电路可以由两组 OTL 功率放大电路组成,此时采用单电源供电。BTL 功率放大电路也可以用两组 OCL 功率放大电路组成,此时采用正、负对称电源供电。

为便于对照,表 8-1 给出了 OTL、OCL、BTL 功率放大电路的不同点。

表 8-1 OTL、OCL、BTL 功率放大电路的区别

输出电路	OTL	OCL	BTL
供电方式	正电源供电	正、负电源供电	正电源或正、负电源供电
输入/输出	单端输入/单端输出	单端或双端输入/单端输出	双端输入/双端输出
耦合方式	有输出耦合电容,交流耦合	无输出耦合电容,直流耦合	无输出耦合电容,直流耦合
输出功率	大	较大	最大
输出脚直流电压	供电电压的一半	0	正电源供电时输出脚为供电电压的一半;正、负电源供电时输出脚为 0

* 阅读材料 二分频扬声器电路

图 8-11 是一种常见的二分频扬声器电路,因为这一电路对音频信号分成两个频段进行重现声音,所以称为二分频扬声器电路。电路中有两只并联的扬声器 BL_1 和 BL_2 , C_1 是功率放大电路输出端耦合电容, C_2 是分频电容。

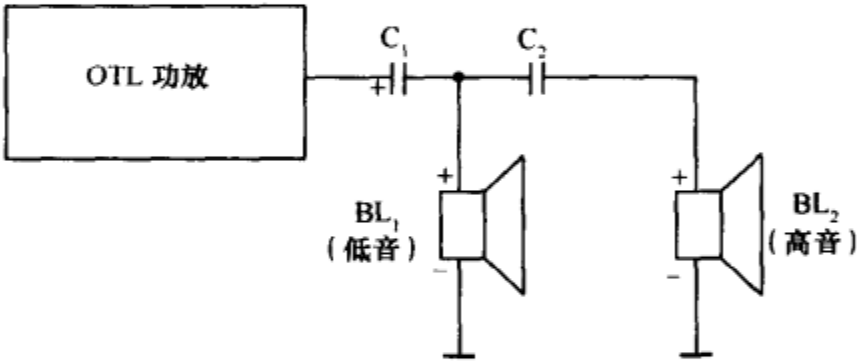


图 8-11 二分频扬声器电路

电路的工作过程是:从功率放大电路输出的高音、中音和低音信号经 C_1 后一起加到扬声器电路中。对于中音和低音信号,所以分频电容 C_2 对它们的容抗大,这样,中音和低音信号不能通过 C_2 加到 BL_2 上,而是加到 BL_1 上, BL_1 称为低音扬声器。

对于高音信号,由于频率比较高, C_2 的容抗较小,所以,高音信号经过 C_2 加到 BL_2 上。 BL_2 一般采用高频特性好的高音扬声器。

电路中, C_2 采用无极性的电解电容,采用电解电容是因为分频电容器的容量较大。采用无极性电解电容是因为分频电容不能有极性,从分频电路中可以看出,流过 C_2 的电流是交流电流,并且在 C_2 的两端没有直流电压,这样 C_2 两端的电压极性在不断改变,因此, C_2 应采用无极性电容。而 C_1 可以采用有极性电容,这是因为,虽然流过 C_1 的也是交流交流,但 C_1 正极接功率放大电路输出端,而这一输出端上始终有很高的直流电压。这样保证了 C_1 正极电压始终比它的负极电压高,所以 C_1 可以使用有极性电解电容器。

第九章 正弦波振荡电路

正弦波振荡器是电子线路的一个重要组成部分,在广播、通信、自动控制等许多领域中有着广泛应用。电视发射机用来“运载”音频和视频信号的载波,就是由正弦波振荡器产生的。收音机和电视接收机中的本地振荡器、录音机中的偏磁振荡器等,都可以产生正弦波信号。正弦波振荡器的形式多种多样,一般根据选频元件的不同,分为三点式振荡器、石英晶体振荡器、RC 振荡器和变压器耦合振荡器等,本章将对这些内容分别进行介绍。

第一节 电磁振荡

一、电磁振荡的产生

在自然界中,振荡现象是经常见到的,如时钟摆锤的来回运动就是一种振荡。又如空气的振荡产生声波,水点的振荡产生水波等。总之,只要间隔同样的时间、重复(或近似重复)多次的过程就叫做振荡。

在电路中,电流(或电压)大小或方向每隔同样的时间多次重复(即周期性)的变化过程就称为电振荡或称为电磁振荡。电振荡也是振荡的一种形式。那么电振荡是如何产生的呢?下面通过一个简单的实验来加以说明。

如图 9-1 所示电路,先把开关扳到电池组一边,给电容器充电。稍后再把开关扳到线圈一边,让电容器通过线圈放电。我们会看到电流表的指针左右摆动,表明电路里产生了大小和方向作周期性变化的交变电流。通常把这样产生的交变电流叫做振荡电流。能够产生振荡电流的电路叫做振荡电路,图中由电感线圈和电容器组成的电路就是一种简单的 LC 振荡电路。

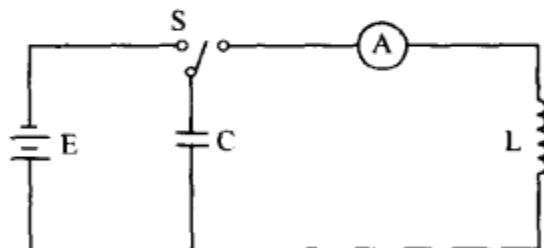


图 9-1 电磁振荡电路

用示波器来观察振荡电流,可以看到,在 LC 回路中产生的振荡电流和电压也是按正弦规律变化的。

二、振荡过程

下面分析 LC 回路中产生振荡电流的过程。

$t_0=0$ 时刻:开关刚扳到线圈一边的瞬间,已被充电的电容器尚未放电,电路中没有电流,电路中的能量全部是电容器里储存的电场能,如图 9-2(a)所示。

$0\sim\frac{T}{4}$ 阶段:电容器开始放电,由于线圈的自感作用,电路中的电流不能立刻达到最大

值,而是由零逐渐增大。放电过程中,线圈周围产生磁场,并且随着电流的增大而增强;电容器极板上的电荷逐渐减少,电容器里的电场逐渐减弱。这样,电路中的电场能逐渐转化为磁场能。到放电完了时,电流达到最大值,电容器极板上已经没有电荷,电场能全部转化为磁场能,如图 9-2(b)所示。

$\frac{T}{4} \sim \frac{T}{2}$ 阶段:电容器放电完毕后,由于线圈的自感作用,电路中的电流并不立即减小为零,而是保持原来的方向继续流动,使电容器在反方向上重新充电。在反方向充电过程中,随着电流的减小,线圈周围的磁场逐渐减弱;电容器两极板带上相反的电荷,电容器里的电场随着极板上电荷的增多而增强。这样,电路里的磁场能又逐渐转化为电场能,充电完了时,电流减小到零,电容器极板上的电荷达到最大值,磁场能全部转化为电场能,如图 9-2(c)所示。

此后,电容器再放电($\frac{T}{2} \sim \frac{3}{4}T$ 阶段,见图 9-2(d))、再充电($\frac{3}{4}T \sim T$ 阶段,见图 9-2(e)),这样不断地充电和放电,电路中就有了振荡电流(见图 9-2(f))。同时电场能和磁场能发生周期性的转化,这种现象叫做电磁振荡。

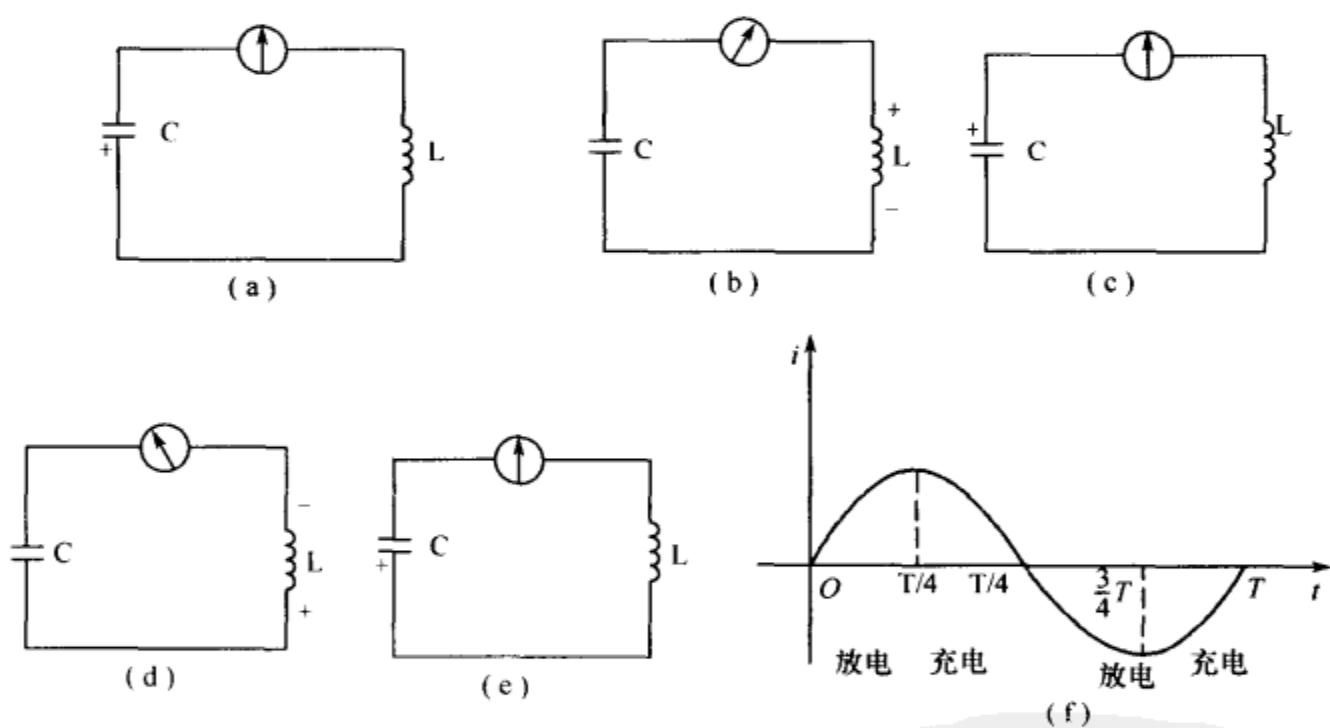


图 9-2 振荡过程和波形
(a) 0 时刻; (b) $\frac{T}{4}$ 时刻; (c) $\frac{T}{2}$ 时刻; (d) $\frac{3}{4}T$ 时刻; (e) T 时刻; (f) 振荡波形。

图 9-2 中的电磁振荡跟机械振动中的自由振动类似,叫做自由振荡。最初给电容器充电,相当于使单摆的摆锤偏离平衡位置,给摆锤一定的重力势能。电路中电场能和磁场能的相互转化,相当于单摆中重力势能和动能的相互转化。

三、电磁振荡的周期和频率

振荡电路里发生无阻尼自由振荡的周期和频率,叫做振荡电路的固有周期和固有频率,简称振荡电路的周期和频率。LC 回路的周期和频率跟哪些因素有关呢? 让我们改变电容和电感的大小,重做图 9-1 的实验,可以看到,电容或电感增加时,周期变长,频率

变低;电容或电感减小时,周期变短,频率变高。

上述现象可以这样来说明,加在电容器上的电压一定时,电容器的电容越大,它容纳的电荷就越多,放电和充电需要的时间就越长,因而周期就越长,频率就越低;线圈的电感越大,阻碍电流变化的作用就越强,放电和充电需要的时间就越长,因而周期就越长,频率就越低。

进一步的研究可以证明,LC 回路的固有周期 T 和固有频率 f 跟自感系数 L 和电容 C 的关系是

$$T=2\pi\sqrt{LC}$$
$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

式中: T 、 f 、 L 、 C 的单位分别是秒(s)、赫兹(Hz)、亨利(H)、法拉(F)。

根据上述公式,选用适当的电容器和线圈,就可以使振荡电路的周期和频率符合我们的需要,要改变振荡电路的周期和频率,可以通过改变电容或电感的办法来实现。

四、无阻尼振荡和阻尼振荡

在自由振荡中,如果没有能量损失,振荡应该持续下去,振荡电流的振幅应该保持不变,这种振荡叫做无阻尼振荡,也称等幅振荡,如图 9-3(a)所示。可是,实际上在电磁振荡中总要有能量损失,一部分能量由于电路中有电阻而转化为热,还有一部分能量辐射到周围空间中去。这样,振荡电路的能量逐渐损耗,振荡电流的振幅逐渐减小,直到最后停止下来,这种振荡叫做阻尼振荡,如图 9-3(b)所示。

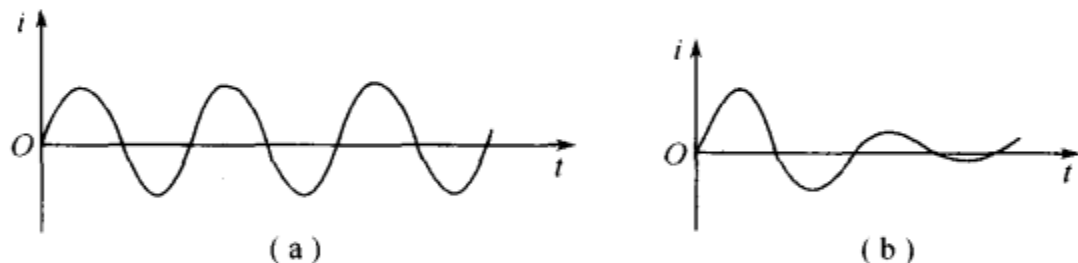


图 9-3 等幅振荡和阻尼振荡

(a)等幅振荡波形;(b)阻尼振荡波形。

重点提示:无论 LC 电路的电压或电流振幅有多大,衰减还是不衰减,它的固有振荡频率始终保持不变。固有振荡频率由回路中电感线圈的电感 L 及电容器的电容 C 决定,与外界因素无关。

五、LC 串联谐振电路

1. 谐振频率

如图 9-4(a)为 LC 串联谐振电路。设信号为 u , 频率为 f , 当电路中的感抗 X_L 和容抗 X_C 相等, 即 $2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$ 时, 此时, 输入信号 u 与电流 i 同相, 这时电路发生谐振现象, 因为发生在串联电路中, 所以称为串联谐振。

$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$ 是发生串联谐振的条件, 由此可得到谐振频率为

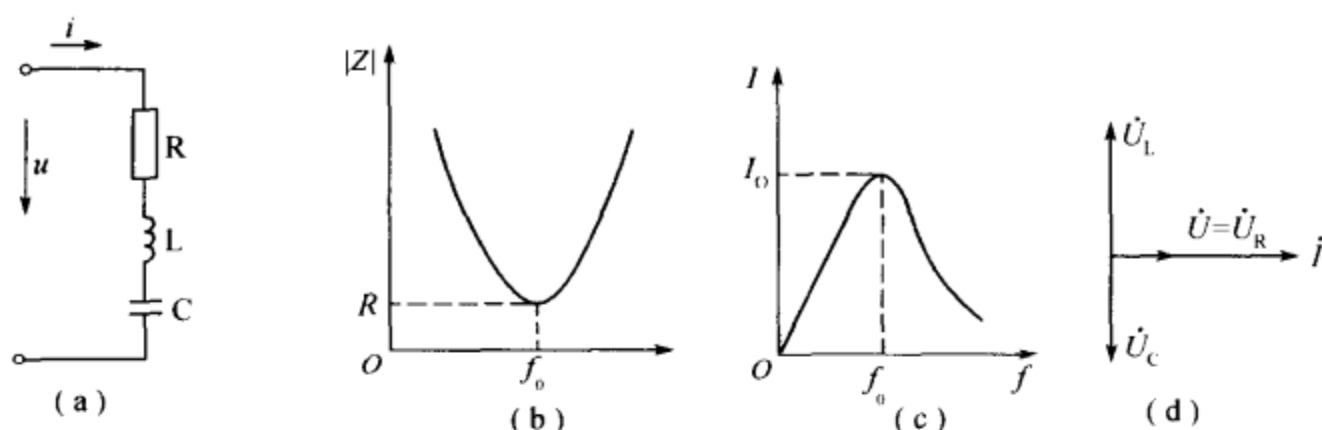


图 9-4 串联谐振电路

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

从上式可以看出, f_0 只与 L 、 C 大小有关, 而与 R 的大小无关。 L 、 C 大, 谐振频率反而低。当送入 LC 串联谐振电路的信号频率 f 等于该电路的固有谐振频率 f_0 时, 电路便发生串联谐振现象, 可见, 只要调节 L 、 C 或输入信号频率 f 都能使电路发生谐振。

2. 串联谐振主要特性

①谐振时, 电路阻抗 $|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R$, 可见, 阻抗值为最小, 且为纯电阻性, 如图 9-4(b) 所示曲线, 在 f_0 处的阻抗达最小, 为回路中的直流电阻 R 。当信号频率大于或小于 f_0 时, 该网络的阻抗均大于 f_0 时的阻抗。信号频率越是偏离 f_0 , 网络的阻抗越大。

②因为谐振时阻抗值最小, 因此, 在信号电压不变的情况下, 电路中的电流将在谐振时达到最大值, 如图 9-4(c) 所示。

③谐振时, 由于感抗 X_L 和容抗 X_C 相等, 所以, L 上的电压等于 C 上的电压, 但方向相反 (L 上的电压超前电流 90° , C 上的电压落后电流 90°)。因此, 信号电压与 R 上的电压和方向一致, 如图 9-4(d) 所示。

④当 $X_L = X_C > R$ 时, L 、 C 上的电压都将高于信号电压, 如果电压过高时, 可能会击穿线圈和电容器的绝缘。因此, 在电力工程上一般应避免发生串联谐振, 但在无线电工程上, 则常利用串联谐振以获得较高电压, 电容或电感元件上的电压常高于信号的几十倍或几百倍。由于串联谐振时 L 、 C 上的电压可能超过信号电压的许多倍, 所以串联谐振也称为电压谐振。

L 或 C 上的电压与信号电压的比值通常用 Q 来表示, 即

$$Q = \frac{U_C}{U} = \frac{U_L}{U} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

Q 称为电路的品质因数, 简称 Q 值, 它的意义表示在谐振时电容或电感元件上的电压是信号电压的 Q 倍, 例如, 若 $Q=100$, $U=6\text{mV}$, 那么在谐振时, 电容或电感元件上的电压就可达 600mV 。

3. 串联谐振的应用

串联谐振在无线电工程上的应用较多, 例如, 在接收机里被用来选择信号。图 9-5 (a) 是接收机里典型的输入电路。它的作用是将需要收听的信号从无线所收到的许多频率不同的信号之中选出来, 其他不需要的信号则尽量地加以抑制。

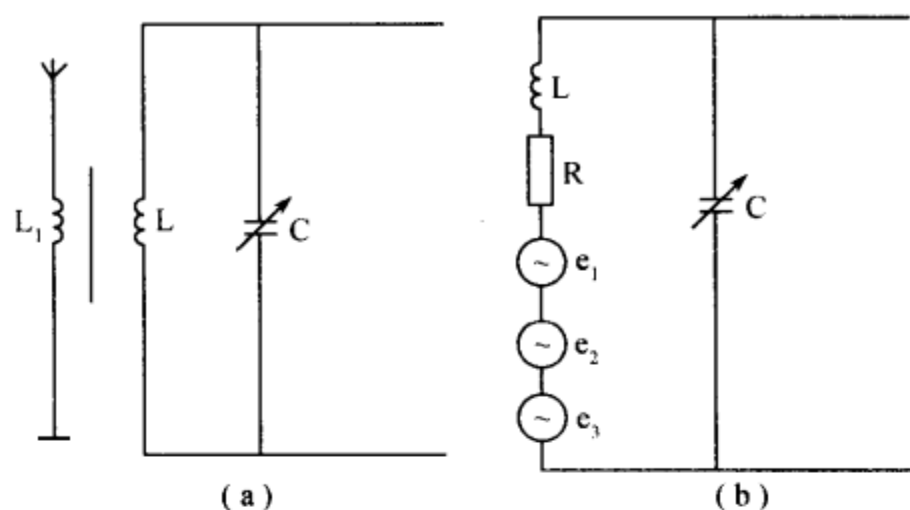


图 9-5 调谐回路及其等效电路

输入电路的主要部分是天线线圈 L_1 和由电感线圈 L 与可变电容器 C 所组成的串联谐振电路。天线所收到的各种频率不同的信号都会在 LC 谐振电路中感应出电动势 e_1 、 e_2 、 e_3 ，如图 9-5(b)所示，图中的 R 是线圈 L 的电阻。改变 C ，对所需信号频率调到串联谐振，那么这时 LC 回路中该频率的电流最大，在可变电容器两端的这种频率的电压也就最高。其他各种不同频率的信号虽然也在接收机里出现，但由于它们没有达到谐振，在回路中引起的电流很小，这样就起到了选择信号和抑制干扰的作用。

这里有一个选择性的问题。如图 9-6(a)所示，当谐振曲线比较尖锐时，稍有偏离谐振频率 f_0 的信号就大大减弱。就是说，谐振曲线越尖锐，选择性就越强。为了定量地说明选择性的好坏，通常引用通频带宽度的概念。就是规定，在电流 I 等于最大值 I_0 的 70.7% (即 $\frac{1}{\sqrt{2}}$) 处频率的上、下限之间宽度称为通频带宽度，即通频带宽度越小，表明谐振曲线越尖锐，电路的频率选择性就越强。而谐振曲线的尖锐或平坦同 Q 值有关，如图 9-6(b)所示。设电路的 L 和 C 值不变，只改变 R 值， R 值越小， Q 值越大 ($Q = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R}$)，则谐振曲线越尖锐，也就是选择性越强，这是品质因数 Q 的另外一个物理意义。减小 R 值，也就是减小线圈导线的电阻和电路中的各种能量损耗。

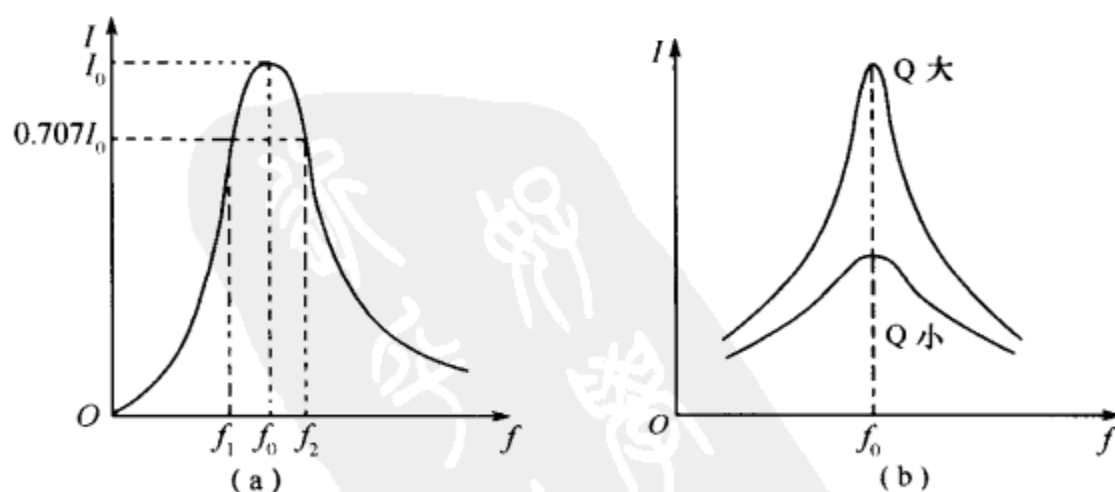


图 9-6 通频带和 Q 值谐振曲线
(a)通频带宽度；(b) Q 与谐振曲线的关系。

六、LC 并联谐振电路

图 9-7(a) 是 LC 并联谐振电路, 其中 R 是 L 的直流电阻。

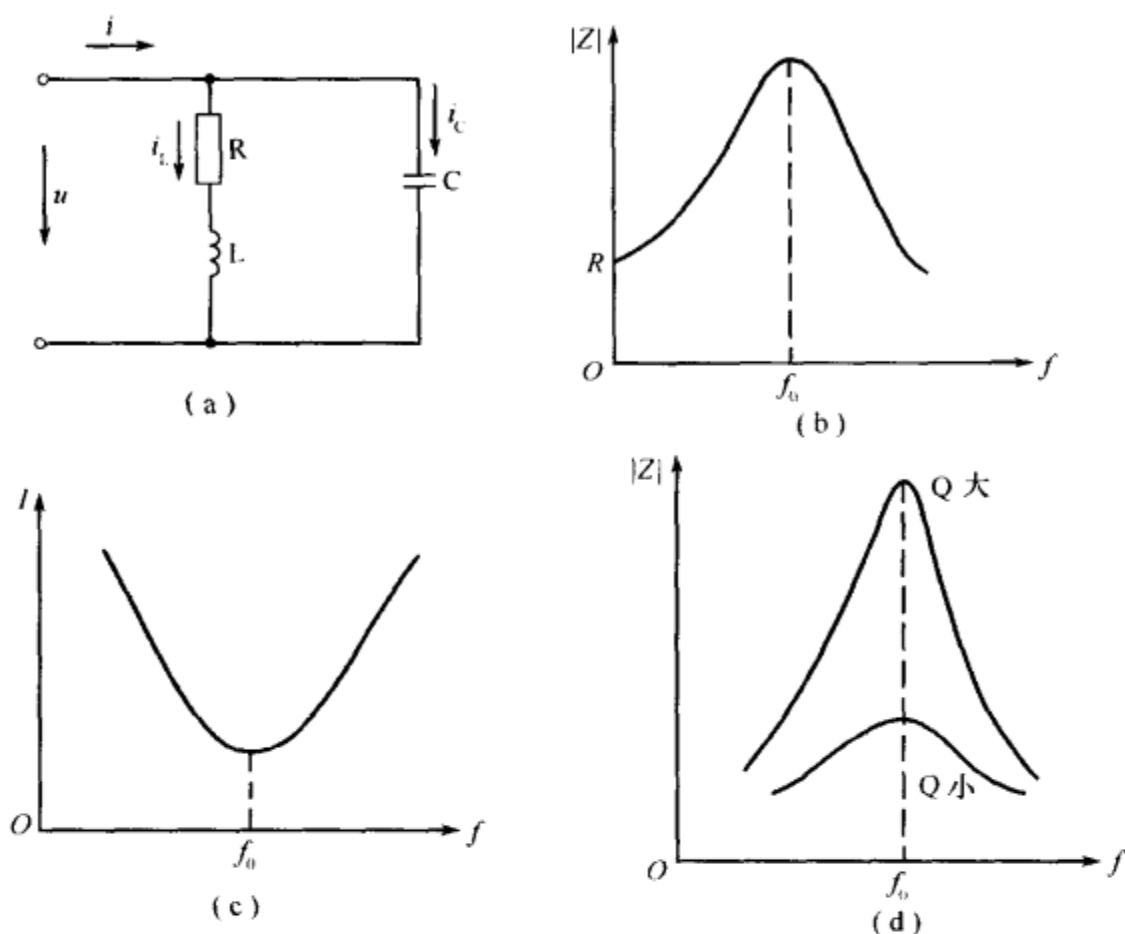


图 9-7 LC 并联谐振电路

1. 谐振频率

LC 并联谐振网络的谐振频率 f_0 由下式决定, 即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

从上式可以看出, LC 并联谐振网络的谐振频率与 R 无关, 只与 L 、 C 有关。当信号频率等于该网络的固有谐振频率时, 该 LC 网络发生并联谐振现象。

2. LC 并联谐振主要特性

① 并联谐振时, 电路的阻抗达到最大, 并为纯阻性, 阻抗大小为 $|Z| = \frac{L}{RC}$, 如图 9-7(b) 所示。

② 并联谐振时, 在信号电压一定时, 电路中的电流 I 达到最小值, 如图 9-7(c) 所示。

③ 并联谐振回路也引入了品质因数 Q , 且与串联回路的 Q 值一样, $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \omega_0 CR$ 。

由于 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 因此

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2\pi f_0 L}{R} = \frac{2\pi \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot L}{R} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

④ 并联谐振时, 回路总电流很小, 而电容、电感支路的电流达到最大值, 为回路总电流的 Q 倍, 但电容、电感支路的电流方向相反、大小相差不多, 其差值为回路的总电流。由

于并联谐振电容、电感支路中的电流达到最大值,所以并联谐振又称电流谐振。

(5)不同的 Q 值有不同的曲线, Q 值大的曲线尖锐。在谐振频率 f_0 处,电路阻抗为最大。当信号频率 f 高于或低于 f_0 时,电路的阻抗均下降,且信号频率 f 偏差 f_0 越大,电路阻抗越小,如图 9-7(d)所示。

并联谐振在无线电工程和工业技术中得到了广泛的应用,例如,利用并联谐振时阻抗高的特点可以选择信号或消除干扰。

第二节 正弦波振荡电路组成和工作过程

正弦波振荡电路是能够产生正弦信号的电路,正弦波振荡电路广泛应用于各种电子设备中,例如,收音机中的本机振荡器电路,录音机中的超音频振荡器电路,彩色电视机中的副载波压控振荡器电路,手机中的一本振、二本振电路等。在实际应用中,对振荡器提出的主要要求是振荡频率和振荡幅度的准确性和稳定性。

一、正弦波振荡电路的组成

LC 振荡回路中的自由振荡是不能持久的,是一种衰减振荡。怎样才能获得连续的等幅振荡、输出一定频率的正弦波振荡信号呢? 十分明显,只需在振荡过程中周期性地给回路补充能量,以补偿回路中的能量消耗。因此,自激振荡的任务是,首先要能够产生振荡,其次要能够维持振荡持续不停。为了达到这一目的,振荡电路不但应包含振荡回路,而且还应包含维持振荡的回路。这正如同在挂钟里,首先要有一个钟摆,其次必须有上紧发条来推动它,钟摆才能不停摆动。

为了产生稳定的正弦波,正弦波振荡器一般由放大及稳幅电路、正反馈电路和选频电路组成,如图 9-8 所示。

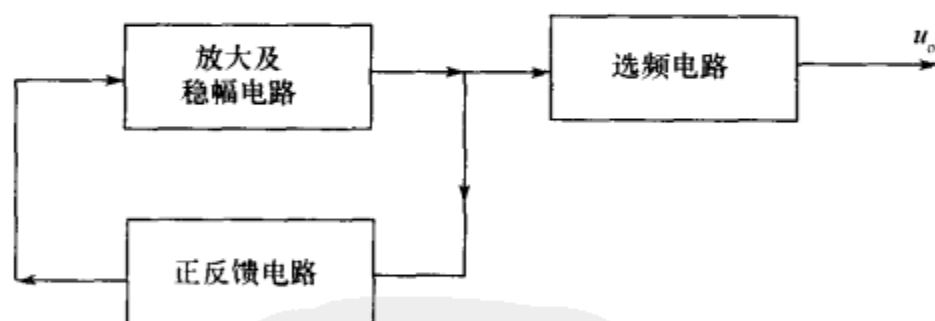


图 9-8 正弦波振荡电路的组成

1. 放大及稳幅电路

放大部分是振荡器的核心。它把电源的直流能量转换成交流能量,补充振荡过程中能量的消耗,以获得连续的等幅振荡波。具有足够增益的放大器,无论是共发射极、共基极,还是共集电极电路,均可充当振荡器的放大部分。一般说来,共射电路的振荡器容易起振;同一只晶体管构成的另外两种接法的振荡器,可以获得较高的最高振荡频率。

多数电路都用晶体管本身的非线性稳幅,要求较高的振荡器可以用热敏电阻、二极管、三极管等元件稳幅。

2. 正反馈电路

在一个具有反馈的放大电路中,如果反馈回来的信号与放大电路的输入信号相位相

同,则输入信号将得到加强,从而使输出信号也加强,这样就增加了放大电路的放大量,这种反馈称为正反馈。如果正反馈达到一定深度时,即使没有外来信号,放大电路本身也能够产生振荡信号,也就是说,放大电路变成了振荡电路。

3. 选频电路

振荡电路起振时,在电路中激起的电压和电流的变化,往往是非正弦的,含有各种频率的谐振分量,为了得到单一频率的正弦输出电压,振荡电路还必须具有选频性,就是对不同的频率的信号要有不同的放大倍数和相位,而满足自激振荡的只有某一特定频率的信号。在正弦波振荡器中,选频与反馈电路往往是合二而一的。

二、产生正弦波振荡的条件

要使正弦波振荡器能够正常工作,必须具备以下几个条件。

1. 相位条件

所谓相位条件,要求有正反馈电路,由于是正反馈,从振荡器输出端反馈到输入端的信号加强了原输入信号,即反馈信号与原输入信号同相。

2. 幅度条件

所谓幅度条件,就是要有足够的反馈量。换句话说,就是振荡器中的振荡管对振荡信号要有放大能力,只有通过正反馈和放大电路,信号才能不断增大,实现振荡。

振荡器中的正反馈和放大环节产生的振荡信号,还需要进行稳幅,因为若不进行稳幅,振荡信号的幅度会越来越大,这是不允许的,因此,在电路中需要稳幅电路来稳定振荡信号的幅度,使振荡器输出的信号是等幅的。

三、振荡电路的工作过程

1. 起振过程

振荡电路的起振过程是:在振荡器的电源接通瞬间,由于电源电流的波动,这一电流波动中含有频率范围很宽的噪声,这其中必有一个频率等于选频电路的谐振频率,这一信号被选出来后,由振荡器电路放大并产生正反馈,信号幅度越来越大,形成振荡信号,从而完成振荡器的起振过程。

2. 稳幅过程

振荡电路的稳幅过程是:在正反馈和振荡管放大的作用下,信号幅度增大,导致振荡管的基极电流也增大,当基极电流大到一定程度之后,将引起振荡管的电流放大倍数 β 减小,振荡电流越大, β 越小,最终导致 β 很小,使振荡器输出信号幅度减小,即振荡管基极电流减小, β 又增大,振荡管又具备放大能力,使振荡信号再次增大,这样反复循环达到动态平衡,此时振荡信号的幅度处于不变状态,达到稳幅的目的。

第三节 正弦波振荡电路分析

正弦波振荡器的种类很多,常用的有电感三点式正弦波振荡器、电容三点式正弦波振荡器、石英晶体正弦波振荡器、RC 正弦波振荡器和变压器耦合正弦振荡器等,下面分别进行介绍。

一、电感三点式正弦波振荡器

下面分析电感三点式正弦波振荡器的典型电路,并对 LC 振荡电路的频率稳定情况作一简要介绍。

1. 电感三点式振荡电路

图 9-9(a)是电感三点式正弦波振荡器典型电路。图 9-9(b)是交流等效电路。

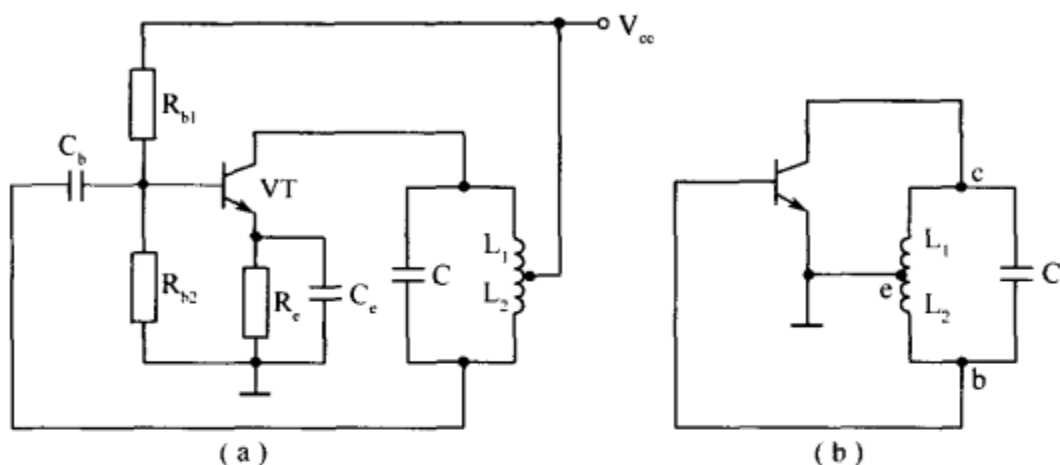


图 9-9 电感三点式正弦波振荡电路

(a)电路原理图; (b)交流等效电路图。

从图中可见,电感线圈 L_1 、 L_2 分别与振荡晶体管 VT 的三个电极交流相连,所以将这种电路称为电感三点式振荡器。

(1) 直流电路分析

直流工作电压 V_{cc} 经 L_1 线圈加到 VT 的集电极, R_{b1} 、 R_{b2} 构成 VT 的基极分压式偏置电路, R_e 为 VT 的发射极电阻。这样, VT 具备了放大能力。

(2) 正反馈过程分析

假设振荡信号电压某瞬间在 VT 基极为正,经 VT 放大和倒相后,其集电极上信号电压极性为负,由于线圈的抽头接 V_{cc} 端, V_{cc} 相当于交流接地,在它的下端信号电压极性为正,经 C_e 耦合到 VT 基极,与基极极性相同,加强了输入信号,所以这是正反馈。

(3) 振荡原理

在接通电源 V_{cc} 后,电路起振,通过正反馈,放大和稳幅环节,振荡器就可以稳定工作, L_1 、 L_2 和 C 构成 LC 并联谐振选频电路,振荡器的振频率由 L_1 、 L_2 和 C 并联谐振电路的谐振频率决定。

电路中, C_b 是正反馈耦合电容,将线圈上的正反馈信号耦合到 VT 基极。 C_b 容量大,振荡器容易起振。另外, C_b 具有隔直作用,将 VT 集电极和基极上的直流电压隔开。 C_e 为振荡管 VT 的发射极旁路电容,将发射极交流接地。

电感三点式的振荡频率可按下列公式进行计算,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

式中: L 为回路的总电感,其大小为 $L = L_1 + L_2 + 2M$, M 为 L_1 、 L_2 的互感,调节 L 的大小,可以改变振荡器的振荡频率。

重点提示: 电感三点式振荡电路的特点是, L_1 与 L_2 之间的耦合很紧,比较容易起振,避免了同名端容易接错的问题,输出电压幅度也较大。但电压三点式振荡波形较差,这是

因为在集电极与发射极之间接有电感线圈 L_1 ，它对高频电流的谐波呈现较大的阻抗，而谐波电流又没有低阻抗通路，导致回路中产生较大的谐波电压，输出波形中含有高次谐波，波形变差。

由于电感三点式振荡电路的输出波形较差且频率稳定度不高，因此，通常用于要求不高的设备中，例如，高频加热器、接收机的本机振荡等。

图 9-10 是一个共基极电感三点式振荡电路，电感线圈 L 与电容器 C 组成了振荡回路，线圈的三个出线端分别接在三极管的基极、发射极与集电极， C_2 为耦合电容器，改变 R_4 的阻值可以调节反馈量的大小。

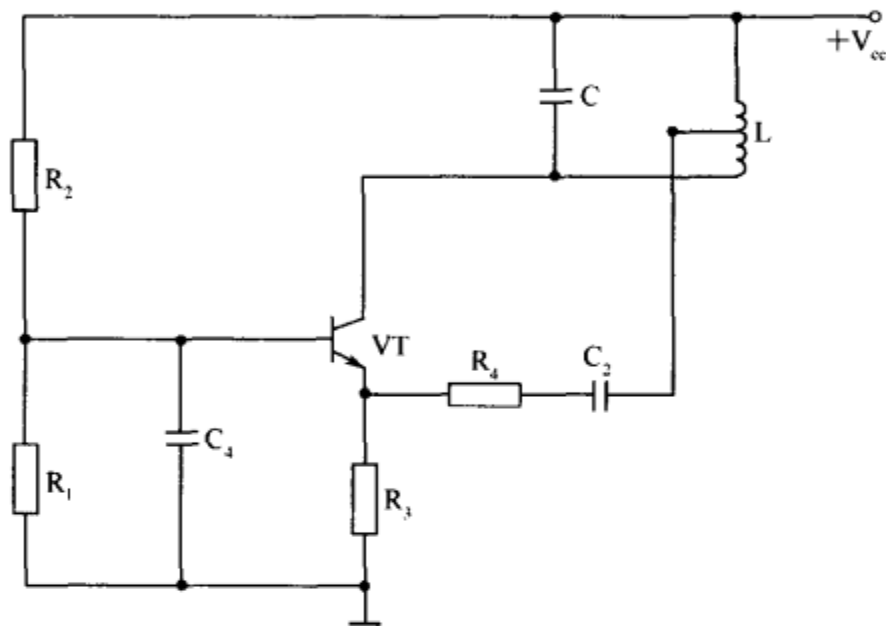


图 9-10 共基极电感三点式振荡电路

2. LC 振荡电路频率的稳定

1)引起频率不稳定的原因

在无线电技术中，往往要求正弦波振荡电路的振荡频率有足够的稳定性。但是，由于种种原因，会使振荡电路的振荡频率发生偏移，一般来说，引起频率不稳定的原因有以下几种。

(1)温度的变化

振荡电路的振荡频率既决定于谐振回路的元件数值，又与晶体管的参数有关。当环境温度变化时，由于物质的热胀冷缩，振荡电路中的 L 、 C 元件要变形，介质常数也要改变，从而使电感和电容发生变化，直接影响了振荡频率的稳定性。同时，温度变化还会使晶体管参数发生变化，成为频率不稳定的重要因素。

(2)电源电压的波动

由于晶体管是非线性元件，它的参数与其工作点有关，当工作点改变时，其参数也会发小变化。电源电压波动时，会直接引起工作点的变化，从而导致振荡频率的改变。

(3)负载的影响

LC 谐振回路的固有振荡频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$ ，此式算出的只是一个近似值，因为 LC

回路中总会存有一定的电阻 R ，若考虑到这个电阻的影响，LC 回路的固有振荡频率 f_0 应由下式确定，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{1-\frac{1}{Q^2}}$$

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

由引可见, Q 值越高, 频率就越接近于 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。但当振荡电路带上负载后, 负载阻抗必然会反射到谐振回路的两端, 相当于增加了回路的损耗电阻 R , 从而降低了 Q 值, 引起频率发生改变。此外, 当负载为电容性时, 此电容是并联在 LC 回路上的, 会使回路的总电容发生变化, 于是引起振荡频率的改变。

除以上介绍的几种原因外, 引起频率不稳的还有湿度及气压的变化、机械振动等原因。

2) 提高频率稳定度的措施

要提高频率的稳定度, 可以采取以下措施。

(1) 减小温度的影响

要从根本上消除温度变化对振荡电路的影响, 可以把振荡电路与谐振回路置于一个恒温系统中, 使其温度基本上保持不变。但是, 采用恒温设备, 一方面耗电, 另一方面势必增加了电路的体积、质量和成本。因此, 只有在特殊情况下才采用。

当温度变化时, 应尽可能地减少元件参数的变化。在振荡电路中, 尽量选用损耗较小和温度系数较小的电容器和电感线圈。如瓷介电容器、云母电容器等都适合在振荡电路中使用。

(2) 提高回路的 Q 值

为了提高 LC 回路的品质因数 Q , 应尽量减小回路的损耗电阻, 并增大 L/C 值。但实际上 LC 回路的 L/C 值不能无限制地增大。因为如 L 值选得太大, 电感的体积将要增加, 线圈的损耗电阻和分布电容也随之增大; 如 C 选得太小, 当并联的分布电容及杂散电容变化时, 将对频率的稳定性产生显著影响, 因此 L/C 值有一定限制。

(3) 减小负载对电路的影响

振荡电路接入负载后, 会使回路的 Q 值降低, 从而影响到频率的稳定性。因此, 一方面选取高 Q 值的振荡回路, 有利于稳频。另一方面, 必须设法使负载不直接影响到振荡回路。通常在振荡回路与负载之间加入一级缓冲放大器(射极跟随器), 使振荡恰好经过缓冲放大器后再输出, 就可以大大降低负载变化对振荡回路的影响。

(4) 稳定电源电压

由于晶体管的参数与工作点有关, 而工作点又与电源电压温度有关, 所以除采取措施减小温度变化之外, 还必须使电源电压稳定, 最好用稳压电源供电。

二、电容三点式振荡电路

电容三点式振荡电路应用较为广泛, 目前, 主要有四种结构形式。

1. 电容三点式典型电路

图 9-11 为电容三点式的典型电路和它的交流等效电路。

(1) 直流电路分析

图 9-11 中, R_{b1} 、 R_{b2} 为分压式直流偏置电阻, R_e 为发射极电阻, C_e 为旁路电容, C_b 、 C_c

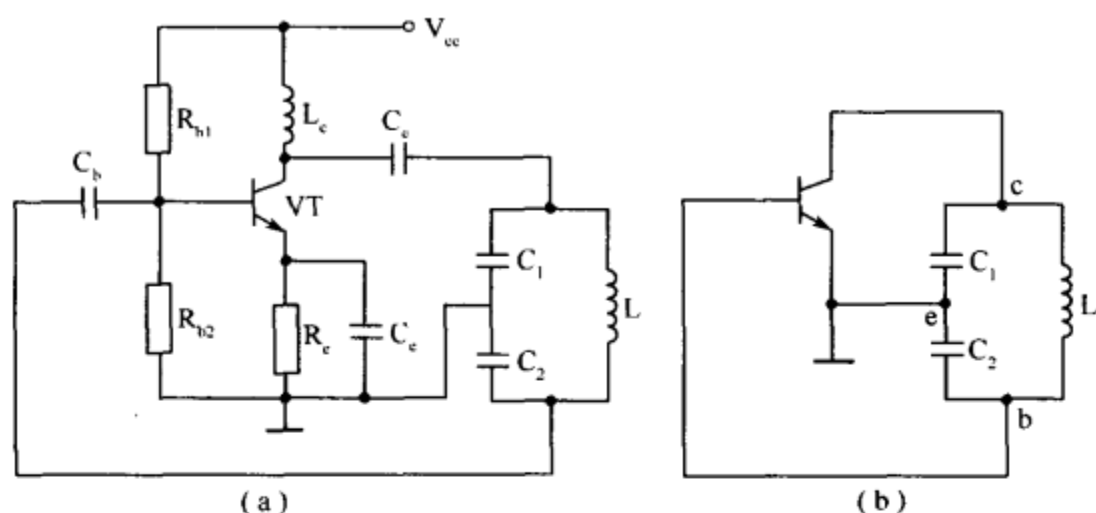


图 9-11 电容三点式正弦波振荡器

(a)电路原理图; (b)等效电路图。

为隔直电容, L_c 为高频扼流线圈, 防止交流信号进入直流电源, 又将直流电压耦合到三极管 VT 的集电极。 L 、 C_1 、 C_2 回路为振荡回路, 从回路中引出三个端点分别与三极管的三个极相连, 反馈电压从回路元件 C_2 上取出, 故称为电容三点式振荡器。

(2) 正反馈分析

反馈信号取自 C_2 两端的电压, 由于 C_1 、 C_2 容量较大, 对振荡信号频率而言, 可认为短路。这样, 就相当于 C_2 两端的反馈信号直接加到三极管 VT 的发射极和基极之间。

假设某瞬间振荡管 VT 基极上振荡信号极性为正 (使振荡管基极电流增大), 则 VT 集电极为负, 这一极性为负的反馈信号电压经 C_1 和 C_2 分压后, 从 C_2 两端取出, 加到 VT 的发射极和基极, 由于加到 VT 发射极的反馈信号极性为负, 导致 VT 基极电流更大, 所以, 这是一个正反馈过程。

(3) 选频电路分析

由 C_1 、 C_2 串联之后再与 L 并联构成 LC 并联谐振选频电路。在谐振时该电路阻抗最大, 对输出信号分流衰减很小, 而当该电路失谐时此电路阻抗很小, 分流衰减严重。振荡器的振频率由 C_1 、 C_2 和 L 并联谐振电路的谐振频率决定。

电容三点式的振荡频率可按下列公式进行计算, 即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

式中: C 是 C_1 、 C_2 的串联值, 即

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

重点提示: 电容三点式振荡电路的特点如下。

① 由于反馈电压取自电容 C_2 , 电容对于高次谐波阻抗很小, 于是反馈电压中的谐波分量很小, 所以输出波形较好。

② 因为电容 C_1 、 C_2 的容量可以选得较小, 并将放大管的极间电容也计算到 C_1 、 C_2 中, 因此振荡频率较高, 一般可以达到 100MHz 以上。

③ 调节 L 或 C_1 、 C_2 可改变振荡频率, 但是, 调节 C_1 、 C_2 会改变分压比, 从而影响正反馈信号的大小, 甚至造成电路停振, 因此这种电路适于产生固定频率的振荡。当需要用调节电容的方法调节频率时, 一般不采用此电路。

2. 考毕兹振荡电路

电容三点式电路是一种性能优良的振荡电路,但是,它有两个缺点:一是频率一般不可调整;二是电容三点式振荡的振荡回路都直接与晶体管的电极相连,所以,振荡频率会受到晶体管结电容的影响。这些结电容与电源电压及环境温度有关,电源电压波动或外界温度改变时,都会影响振荡频率的稳定度。随着振荡电路工作频率的升高,构成振荡回路的电容容抗变小,受极间电容的影响更甚,频率稳定度就更差。

为了克服这两个缺点,提出了改进型的电容三点式振荡电路,如图 9-12 所示。这种电路又叫做考毕兹振荡电路。

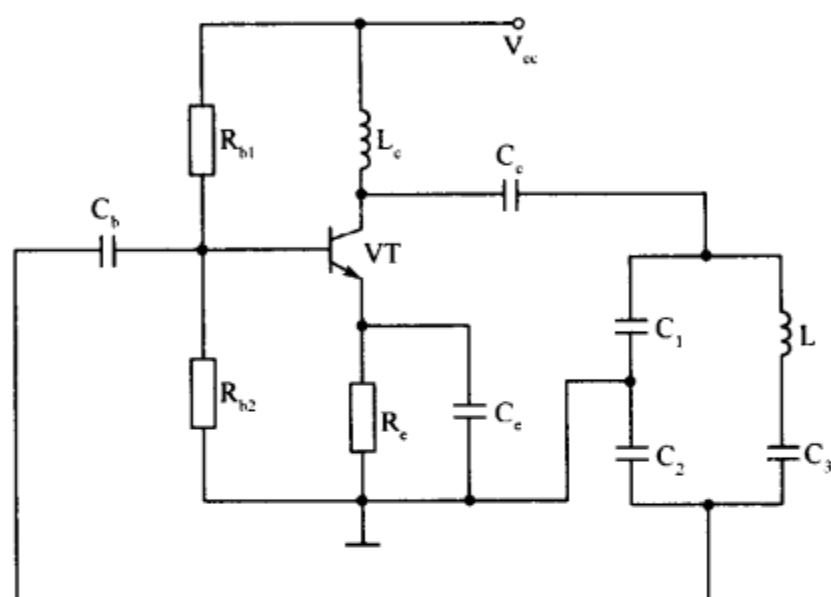


图 9-12 考毕兹振荡电路

从图可以看出,改进的方法很简单,只是在振荡回路的电感支路上串联了一只小电容 C_3 。

回路的总电容为

$$\frac{1}{C_{\text{总}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

由于 C_3 远远小于 C_1 和 C_2 , 因此, $C_{\text{总}} \approx C_3$ 。

振荡器的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\text{总}}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_3}}$$

改进型的电容三点式有两个优点:一是 f_0 只与 L 、 C_3 有关,与 C_1 、 C_2 基本无关,因此,调整 C_3 来改变振荡频率时,不会影响正反馈;二是三极管的极间电容随温度或电源电压的变化对振荡回路的影响大为减小,频率稳定性较高,波形较好。

基于以上优点,改进型电容三点式振荡电路在无线电设备中得到了广泛的应用,如电视机高频头的本机振荡器就是采用了这种电路。

3. 锡拉振荡电路

为了进一步改善电容三点式振荡电路的性能,可以在振荡电路的电感 L 两端并联一个电容器 C , 成为并联型电容三点式振荡电路,常称为锡拉振荡电路。图 9-13 是典型的锡拉电路。

图 9-14(a)是锡拉振荡电路的交流等效电路。图中, L 与 C 并联, 构成并联调谐回

路,并通过小电容 C_3 ,与三极管和反馈电容 C_1 、 C_2 支路实现弱耦合。这样,就把调谐与反馈两种作用分开了。振荡电路的选频部分可等效成图 9-14(b)。当 C_3 远远小于 C_1 和 C_2 时,电路的振荡器的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C+C_3)}}$$

通常可用更换 L 的方法进行频率粗调,调节可变电容器 C 实现频率的连续调节。

当 C_3 较小时, C_1 、 C_2 只起反馈作用。 C_1 、 C_2 取值较大时,可以减小分布电容的影响,有利于提高频率稳定度。但因 C_1 、 C_2 支路与调谐回路并联,若 C_1 、 C_2 取值过大,会旁路振荡信号,降低振幅。

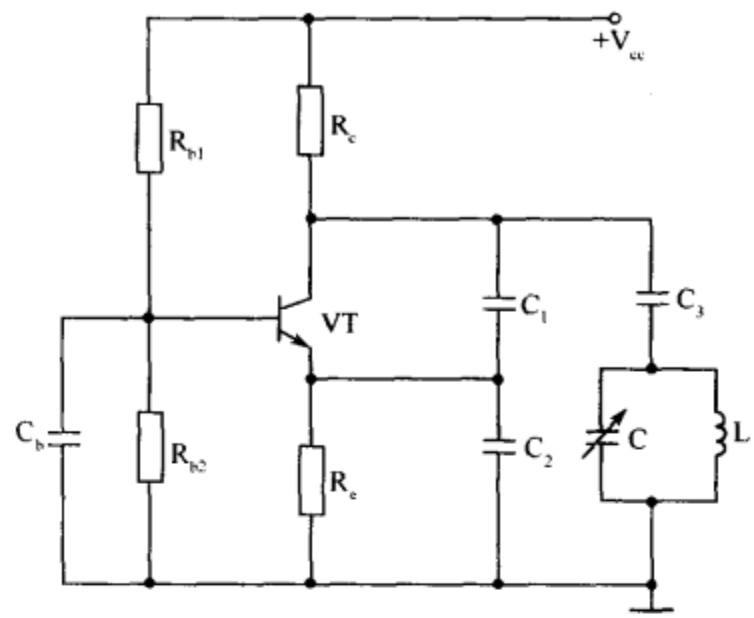


图 9-13 典型的锡拉电路

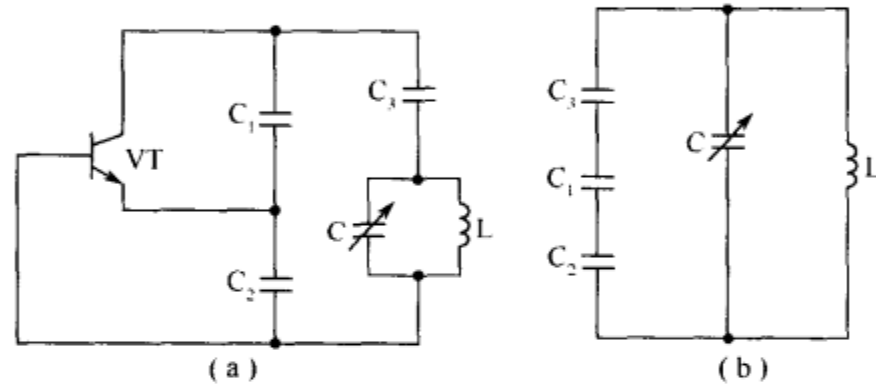


图 9-14 锡拉振荡电路和选频部分的交流等效电路

在实际工作中,耦合电容器 C_3 的选择要合理。 C_3 过小时,振荡管与回路间的耦合太弱,电路难于起振; C_3 选得较大,耦合较紧,振幅较大,容易起振,但频率稳定度较低;通常,在保证起振条件得到满足的前提下,应尽可能减小 C_3 的电容。

重点提示:上述三种电容三点式振荡电路,既可接成共发射极电路,也可接成共基极电路。共发射极电路的功率增益较大,容易起振;共基极电路的振荡频率较高,振荡频率比较稳定,对三极管 β 值要求也不高,使用 β 值较低的三极管也能起振。

4. 压控振荡电路(VCO)

压控振荡电路如图 9-15 所示。

这种电路是通过改变变容二极管的反偏压来使变容二极管的结电容发生变化,从而改变了振荡频率。由于是用电压来控制频率的变化,从这个意义上说,这样的电路称为压控振荡电路。压控振荡电路在手机一本振、二本振等振荡电路中得到了广泛的

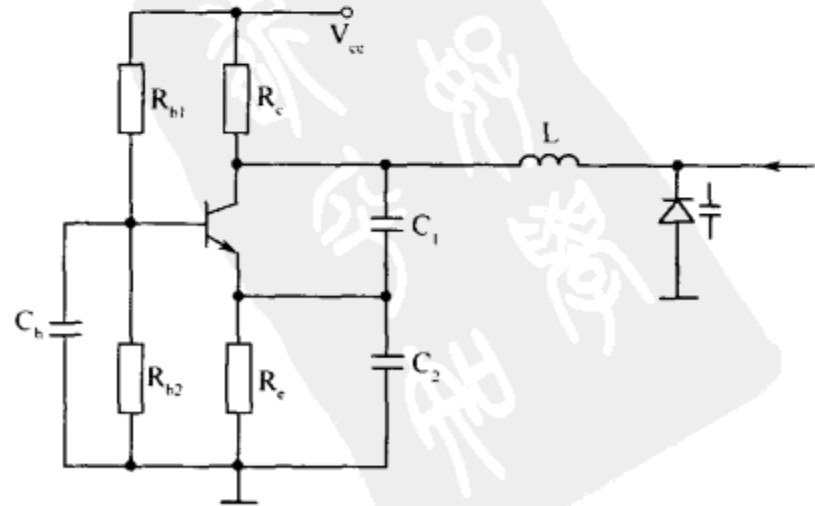


图 9-15 压控振荡电路

应用。

三、石英晶体振荡电路

一般 LC 回路的 Q 值最高可达数百。实践证明,在 LC 振荡电路中,即使采用了各种稳频措施,频率稳定度很难超过 10^{-5} 的数量级。这样的稳定度满足不了某些通信、电视等设备的要求,如果采用高 Q 值的石英晶体来代替一般的 LC 回路,却可以轻而易举地达 $10^{-8} \sim 10^{-6}$ 数量级,如果再采取一定的措施,甚至可以达到 $10^{-11} \sim 10^{-10}$ 数量级。因此,石英晶体在频率稳定度要求较高的电子设备中得到了广泛应用。

1. 石英晶体的特性

石英晶体是一种天然结晶体,具有稳定的物理化学性能,石英晶体之所以能成为电谐振器,是利用了它特有的压电效应。当机械力作用于晶片时,晶片的两面将产生电荷,呈现出电压,这称为正压电效应;当晶片两面加上电压时,晶片又会发生形变,这称为反压电效应。因此,若在晶片两端加上交变电压时,晶片将随交流信号的变化而产生机械振动,晶片本身有一固有的振动频率,频率的高低取决于晶片的几何尺寸和结构。当外加交流信号的频率与晶片固有的机械振荡频率相等时,就会发生谐振现象。它既表现为晶片的机械共振,又表现为电谐振,这时有很大的电流流过晶片,产生电能和机械能的转换,这种现象称为压电谐振。这和 LC 回路的谐振现象十分相似,因此,石英晶体又称为石英谐振器。发生谐振时的频率称为晶体的固有频率或谐振频率。

2. 石英晶体的参数

晶振元件的主要电参数是标称频率 f_0 、负载电容 C_L 、激励电平(功率)和温度频差等。

(1) 标称频率

石英晶体成品上标有一个标称频率,当电路工作在这个标称频率时,频率稳定度最高。这个标称频率通常是在成品出厂前,在石英晶体上并接一定的负载电容条件下测定的。

(2) 负载电容

所谓负载电容,是指从晶振的插脚两端向振荡电路的方向看进去的等效电容,即指与晶振插脚两端相关联的集成电路内部及外围的全部有效电容的总和。晶振在振荡电路中起振时等效为感性,负载电容与晶振的等效电感形成谐振,决定振荡器的振荡频率。负载电容值不同,振荡器的振荡频率也不一样,改变负载电容的大小,就可以改变振荡频率。因此,通过适度调整负载电容,一般可以将振荡器的振荡频率精确地调整到标准值。在晶振资料主要参数中提供的负载电容是一个测试条件,也是一个不容忽视的使用条件,忽略这个负载电容参数,会使振荡频率偏离标准值,偏离过大时会使振荡器起振困难造成停振。

重点提示:晶振的负载电容有高、低两类之别。低者一般仅为十几皮法至几百皮法,而高者则为无穷大,两者相差悬殊,决不能混用,否则会使振荡频率偏离。两类不同负载电容的晶振使用方式绝然不同。低负载电容晶振都串联几十皮法容量的电容器;而高负载电容晶振不但不能串联电容器,还须并联数皮法小容量电容器(外电路的分布电容有时也能取代这个并联小电容),如图 9-16 所示。

每个晶振的外壳上除了清晰地标明标称频率外,还以型号及等级符号区分其他性能

参数的差异。如同为标称频率 4.43MHz 的国产品振,JA18A(应用于松下 M11 机芯彩色副载波电路),为低负载电容,仅 16pF,电路中串有电容。而 JA18B(应用于三洋 83P 机芯彩色副载波电路)则是高负载电容,为无穷大,电路中不能串有电容。选用时必须明辨等级符号 A 或 B。

(3)激励电平

激励电平(功率)是指晶振元件工作时消耗的有效功率。激励电平应大小适中,过大会使电路频率稳定度变差;过小会使振荡幅度减小和不稳定,甚至不能起振。一般激励电平不应大于额定值,但也不要小于额定值的 50%。

(4)温度频差

温度频差是指在工作温度范围内的工作频率相对于基准温度下工作频率的最大偏离值,该参数实际代表了晶振的频率温度特性。

3. 石英晶体的等效电路

石英晶体谐振器的符号和等效电路如图 9-17 所示。

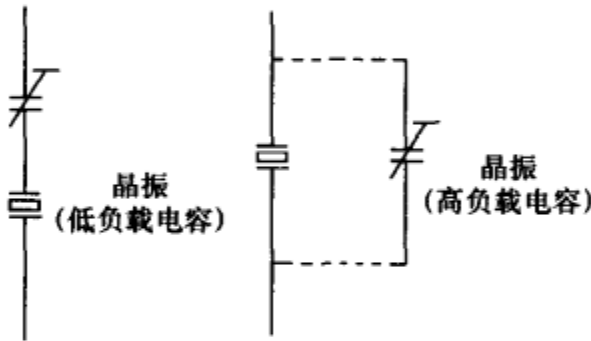


图 9-16 两类不同的晶振

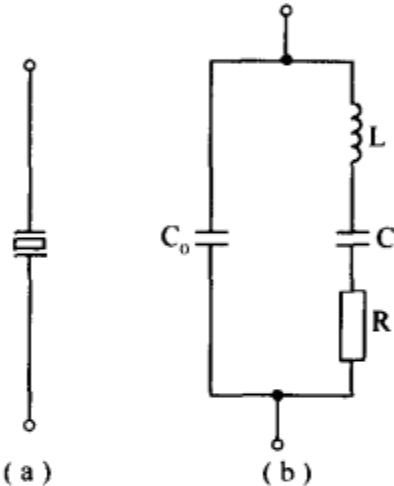


图 9-17 石英晶体的等效电路和符号

(a)符号; (b)等效电路。

当晶体不振动时,可以看成是一个平板电容器 C_0 ,称为静电电容。 C_0 与晶片的几何尺寸和电极面积有关,一般为几皮法到几十皮法。当晶体振动时,有一个机械振动的惯性,用电感 L 来等效,一般 L 值为 $10^{-3}H \sim 10^2H$ 。晶片的弹性一般以电容 C 来等效, C 值为 $10^{-2}pF \sim 10^{-1}pF$ 。 L 、 C 的具体数值与晶体的切割方式,晶片和电极的尺寸、形状等有关,晶片振动时,因摩擦而造成的损耗则用电阻 R 来等效,它的数值约为 $10^2\Omega$ 。由于晶片的等效电感 L 很大,而等效电容 C 很小,电阻 R 也小,因此回路的品质因数 Q 很大,可达 $10^4 \sim 10^6$,再加上晶片本身的固有频率只与晶片的几何尺寸有关,所以很稳定,而且可做得很精确。因此,利用石英晶体谐振器组成振荡电路,可获得很高的频率稳定性。

从石英晶体谐振器的等效电路可知,这个电路有两个谐振频率,当 L 、 C 、 R 支路串联谐振时,等效电路的阻抗最小(等于 R),串联谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

当等效电路并联谐振时,并联谐振频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

由于 $C \gg C_0$, 因此 f_s 和 f_p 两个频率非常接近。

石英晶体的谐振曲线如图 9-18 所示。

当 $f < f_s$ 时, 等效回路阻抗呈容性; 当 $f_s < f < f_p$ 时, 等效回路阻抗呈感性; 当 $f > f_p$ 时, 等效回路阻抗又呈容性。

石英晶体作回路元件时, 应工作在感性区, 等效为一个电感元件, 从谐振曲线可以看出, 石英晶体在一个很窄的范围内 ($f_s \sim f_p$) 才呈现感性, 且在这个狭窄的频率范围内感性曲线非常陡峭, 因此, 对频率的补偿能力极强。

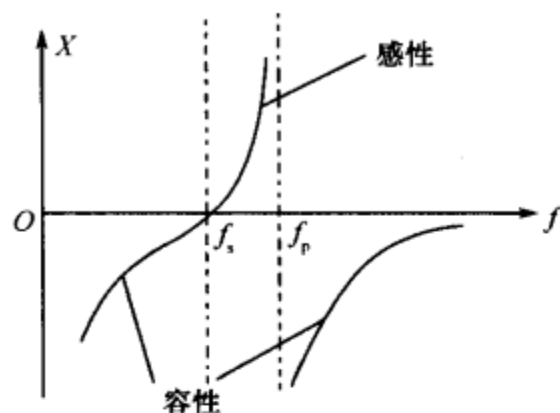


图 9-18 石英晶体的谐振曲线

重点提示: 石英晶体不应工作在容性区, 这是因为即使晶体的压电效应失效, 晶体仍有静电容, 它仍呈容性状态, 因此, 晶体如果作为电容元件接在回路中, 一旦压电效应失效, 晶体仍能工作, 振荡器仍可维持振荡, 但石英晶体已完全失去了稳频作用, 这就违背了使用石英晶体的本意。

4. 石英晶体振荡电路

石英晶体振荡电路的形式是多种多样的, 但其基本电路只有两类, 即并联晶体振荡电路和串联晶体振荡电路。前者石英晶体工作在 $f_s \sim f_p$ 之间, 利用晶体作为一个电感来组成振荡电路; 而后者则工作在串联谐振频率 f_s 处, 利用阻抗最小的特性来组成振荡电路。

(1) 并联晶体振荡器

这类晶体振荡器的原理和一般 LC 振荡器相同, 只是把晶体接在振荡回路中作为电感元件使用, 并与其他回路元件一起, 按照三点式电路的组成原则与晶体管相连。图 9-19(a) 是一种用晶体构成的考毕兹电容三点式振荡电路。图 9-19(b) 为交流等效电路, 图中 $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ 。

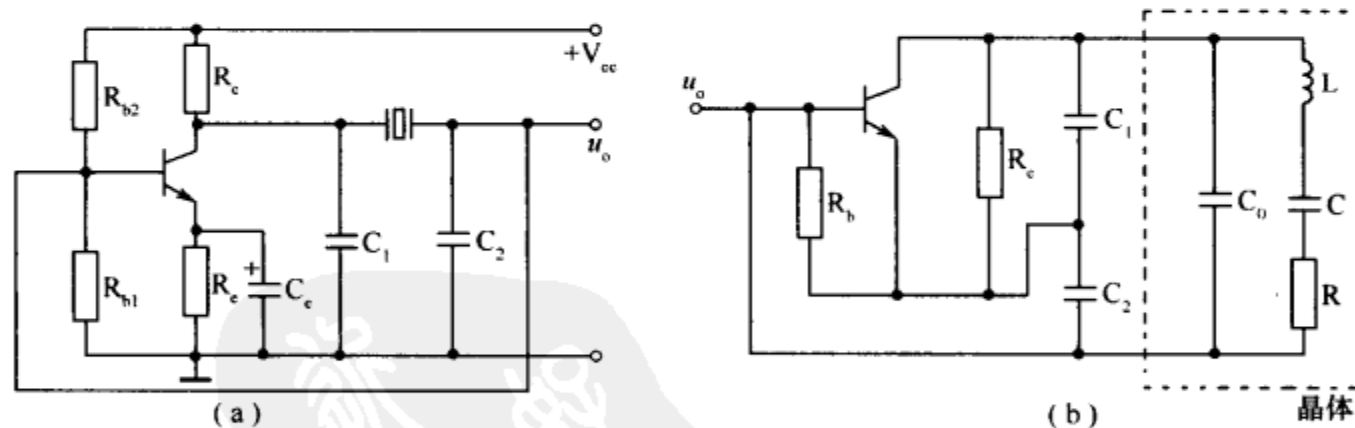


图 9-19 并联晶体振荡电路

(a) 电路原理图; (b) 等效电路。

电路的振荡频率可表示为

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\text{总}}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C(C_0 + C_L)}{C + C_0 + C_L}}}$$

式中 $C_L = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ 。

显然, 石英晶体振荡电路的振荡频率是由石英晶体和外部电容 C_L 联合决定的。工厂

出品的石英谐振器,它的标称频率是在规定的外部电容值上校正的,这个电容就是负载电容 C_L 。在产品说明书上都可以查到应配的 C_L 值。高频石英谐振器, C_L 选用 30pF, 低频石英谐振器, C_L 选用 50pF 或 100pF。

由于 $C \ll C_0 + C_L$, 因此, 回路中起决定作用的是电容 C , 则电路的谐振频率近似为

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = f_s$$

上式表明, 振荡频率基本上由晶体的固有频率 C 所决定, 而与 C_1 、 C_2 的关系很小, 也就是说, 尽管振荡频率与外部元件 C_1 、 C_2 有关, 但由于石英晶体的 Q 值很高, 比普通电感的 Q 值高出几个数量级, 当 C_1 、 C_2 略发生变化时, 振荡频率的变化量极小, 频率稳定度很高。

(2) 串联晶体振荡电路

串联晶体振荡电路是把晶体接在正反馈支路中, 当晶体工作在串联谐振频率上时, 其总电抗为零, 等效为短路元件, 这时反馈作用最强, 满足振幅起振条件。图 9-20(a) 给出了一种串联晶体振荡电路的实际电路, 图 9-20(b) 为其交流等效电路。

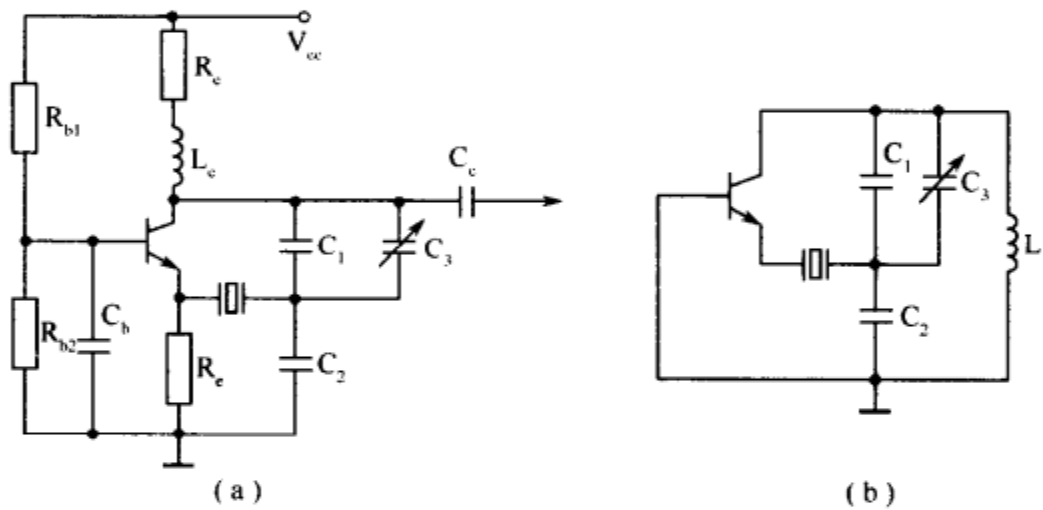


图 9-20 串联晶体振荡电路
(a) 电路原理图; (b) 等效电路。

由图 9-20 可知, 该电路与电容三点式振荡电路十分相似, 所不同的只是反馈信号不是直接接到三极管的输入端, 而是经过石英晶体接到三极管的发射极, 从而实现正反馈。当石英晶体工作在串联谐振频率 f_s 时, 石英晶体呈现极低的阻抗, 可以近似地认为是短路的, 则在这个频率上, 该电路与三点式振荡器没有什么区别。基于这种原理, 我们可以调谐振荡回路, 使振荡频率正好等于晶体的谐振频率 f_s , 这时, 正反馈最强, 正好满足起振条件。对于其他频率, 石英谐振器不可能发生串联谐振, 它在反馈支路中呈现一个较大的电阻, 使振荡电路不能满足起振条件, 故不能振荡。可见, 串联石英晶体振荡器的振荡频率及频率稳定度都是由石英谐振器的串联振荡频率 f_s 决定的, 而不是由振荡回路决定的。显然, 由振荡回路元件决定的固有频率, 必须与石英谐振器的串联谐振频率相一致。

由于串联晶振电路中振荡频率等于晶体串联谐振频率 f_s , 因此, 它不需要外加负载电容 C_L , 通常这种晶体标明其负载电容为无穷大。在实际应用中, 若有小的误差, 则可以通过回路电容 C_3 来微调频率。

实际电路中, C_3 一般用一个变容二极管代替, 通过改变变容二极管的反偏压来使变容二极管的结电容发生变化, 使串联晶振电路中振荡频率等于晶体串联谐振频率。

由于晶体的固有频率与温度有关,因此石英谐振器只有在较窄的温度范围内工作才具有很高的频率稳定度。如果要求频率稳定度高于 $10^{-7} \sim 10^{-6}$,或工作环境的温度变化范围很宽时,应选用高精度和高稳定度的晶体,并把它放在恒温槽中。

*** 阅读材料 另一种形式的串联晶体振荡电路**

图 9-21 是另一种形式的串联晶体振荡电路。晶体接在三极管 VT_1 、 VT_2 之间的正反馈电路中。当振荡频率等于晶体的串联谐振频率 f_s 时,晶体的阻抗最小,且为纯电阻,这时正反馈最强,相移为零,电路满足自激振荡条件。对于 f_s 以外的其他频率,晶体的阻抗增大,相移不为零,不满足自激条件,因此,振荡频率等于 f_s 。调节电阻 R 可改变反馈的强弱,以便获得良好的正弦波输出。若 R 值过大,即反馈量太小,电路不满足振幅平衡条件,不能振荡;若 R 值过小,即反馈量太大,输出波形将产生非线性失真,甚至得到近似于矩形波的输出信号。

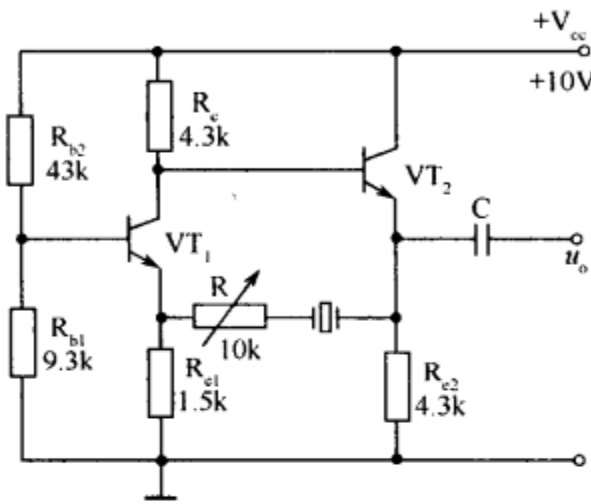


图 9-21 另一种形式的串联石英晶体振荡电路

5. 晶振和 VCO 组件的区别

晶振和(压控振荡器,VCO)组件是两类不同的器件。下面以手机的 13MHz 晶振和 13MHz VCO 组件为例进行说明。

13MHz 晶振是一个元件,本身不能产生振荡信号,必须配合外电路才能产生 13MHz 信号。而 13MHz VCO 组件将 13MHz 晶体、变容二极管、三极管、电阻和电容等构成的 13MHz 振荡电路,封装在一个屏蔽盒内,组件本身就是一个完整的晶振振荡电路,可以直接输出 13MHz 时钟信号。

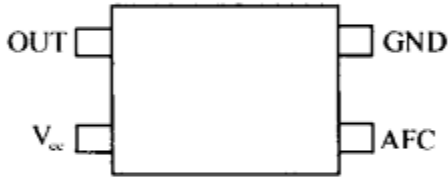


图 9-22 13MHz VCO 的结构

VCO 组件一般有四个端口:输出端、电源端、AFC 控制端及接地端,如图 9-22 所示。

四、RC 正弦波振荡器

LC 正弦波自激振荡电路的振荡频率是由振荡回路的电感 L 和电容 C 决定的,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

当需要获得较低频率(如几赫到几千赫)的电振荡时,LC 振荡电路就不能适应了,这是因为,在频率很低时,电感 L 的数值必须取得很大,由于线圈匝数增多,线圈本身的损耗电阻 R 也大大增加,这就使回路的 Q 值不可能做得很高。此外,电感大,占据的体积也大,很笨重。同样,大容量的电容器体积也大,而且容量越大,漏电也严重。因此,在低频时,广泛采用电阻、电容组成的 RC 自激振荡电路。利用 R 与 C 的组合可以构成选频网络,将 RC 选频网络与晶体管放大电路接成正反馈闭合环路,并使这一正反馈放大电路满足振荡的振幅与相位平衡条件,就能产生振荡。

RC 自激振荡电路可分为 RC 串并联式和 RC 移相式两种类型,下面分别进行介绍。

1. RC 串并联式正弦波振荡器

图 9-23 是 RC 串并联式正弦波振荡电路。

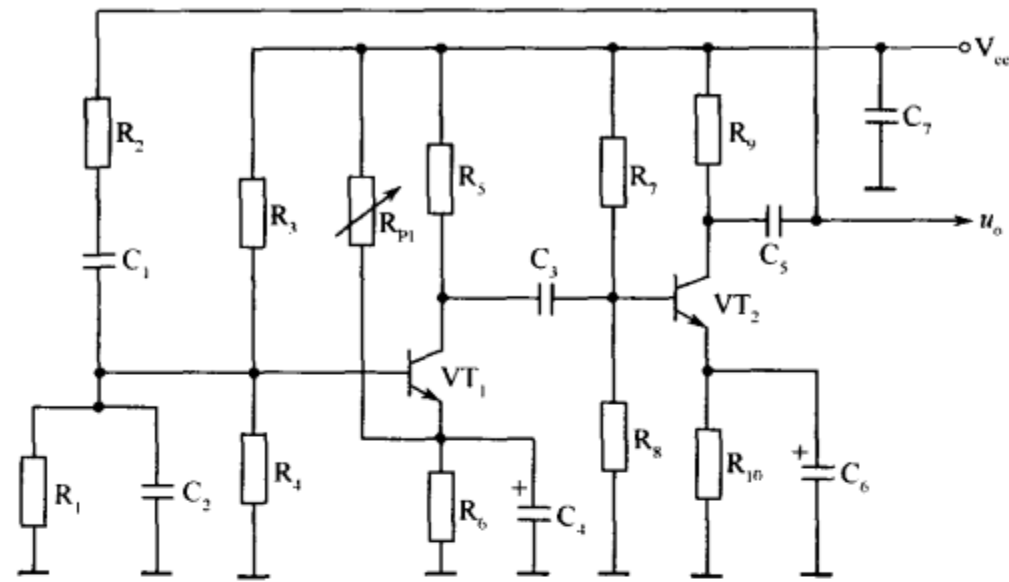


图 9-23 RC 串并联式正弦波振荡电路

这是一个由两只三极管构成的振荡器, VT_1 和 VT_2 构成两级共发射极放大器, R_2 、 C_1 、 R_1 和 C_2 构成 RC 串并联式选频电路, 也称为 RC 电桥(见图 9-24)。由于电桥中采用了两个电容器, 它们的容抗与频率成反比, 当不同频率的信号输入后, 即使输入信号 u_1 的幅度不变, 输出 u_2 的幅度也不同(见图 9-24(a))。当频率较低时, 此时选频网络可以近似地用图 9-24(b)所示的电容 C_1 与电阻 R_1 相串联的简单电路来表示。频率越低, C_1 的容抗越大, 则输出电压 u_2 越小。输出电压 u_2 超前于输入电压 u_1 的相位角也就越大; 与此相反, 当频率较高时, 则选频网络可以近似地用 9-24(c)所示的电路来表示, 同图 9-24(b)相比, R 、 C 的位置互换了。显然, 它变为一个相位滞后的 RC 电路, 频率越高, 输出电压 u_2 也越小, 滞后的相位角也越大。纵观上述两种情况不难推出, 在某一频率 f_0 时, 其输出电压幅度会有一个最大值, 同时, 从相位超前到相位滞后的过程中, 在某一频率 f_0 下, 其相位角必为 0° 。也就是说, R_2 、 C_1 、 R_1 和 C_2 一经选定后, 只能对一个频率产生振荡, 且在选频过程中, 对振荡频率不产生附加相移, 不产生移相。

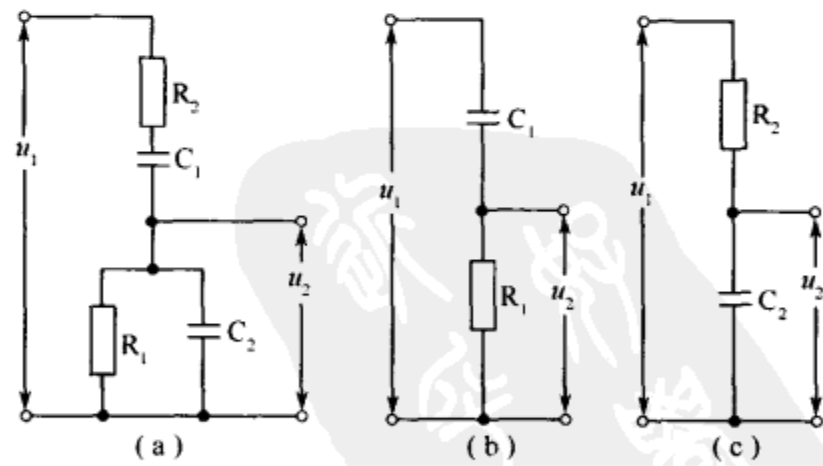


图 9-24 RC 电桥

一般为了调节方便, 常取 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 。由于 RC 电桥对不同频率的信号具有上述的选频特性, 因此, 将它接入放大电路组成正反馈闭合环路时, 它就有可能在某一频率时满足振荡的振幅和相位平衡条件, 得到单一频率的正弦振荡。

(1) 正反馈过程分析

VT_1 和 VT_2 构成的是共发射极放大电路,这种电路对信号电压具有反相作用,两级放大器对信号电压分别反相一次,两次反相之后又成为同相位,设 VT_1 基极为正,其集电极为负, VT_2 再次反相后其集电极为正。这样,当输入 VT_1 基极的信号电压相位为正时, VT_2 集电极输出的信号电压相位也为正。这一输出信号经 RC 选频电路的选频,取出 f_0 振荡频率信号,加到 VT_1 基极,这一信号相位仍然为正,这样就加强了 VT_1 基极上的输入信号,所以是正反馈过程,满足了振荡器的相位条件。

(2) 振荡过程分析

由于电路中存在着噪声(电阻的热噪声、晶体管的噪声以及干扰等),它们是由多种频率成分合成的,其中也包括有 f_0 这样一个频率成分。这种微弱的信号经 VT_1 和 VT_2 放大后,从 VT_2 集电极输出,经 R_2 、 C_1 、 R_1 和 C_2 组成的 RC 选频电路,选出频率为 f_0 的信号,加到 VT_1 基极,加强了 VT_1 基极频率为 f_0 的信号的幅度,这个频率的信号再经 VT_1 和 VT_2 放大,再次正反馈到 VT_1 基极,使输出信号幅度越来越大,最后,受到晶体管非线性限制,使振荡幅度自动地稳定下来。

(3) 几点说明

①这种振荡器的主要缺点是:选频电路的选频特性不太好,对频率在 f_0 附近的信号衰减不足,使振信号的波形存在较大的失真。另外,放大器的放大倍数太大时,三极管容易进入饱和状态,使振信号产生削顶失真,振荡器输出信号失真更大。

②在实用的电路中,为了解决上述问题,给电路中引入了负反馈电路,电路中的可变电阻器 R_{P1} 用来构成环路的负反馈电路。加入 R_{P1} 这一负反馈电路之后,使振荡器的工作稳定性大大增强,通过调整负反馈电阻 R_{P1} 的阻值,使整个负反馈放大器的放大倍数为 3 或略大于 3 时,这一电路可以满足振条件,并获得输出比较稳定的正弦信号。

③在接入反馈电阻 R_{P1} 后, R_{P1} 与选频电路的 R_2 、 C_1 、 R_1 、 C_2 及 R_6 构成了一个 RC 电桥,电桥的四个臂中两个由 RC 选频电路构成,另两个由负反馈电路构成,所以这种振荡器电路又称为桥式振荡器,或称为文氏桥振荡器。

④若取 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$,则 RC 桥式振荡器的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

因此,只要改变电阻 R 或电容 C 的值,即可调节振荡频率,例如,在 RC 串并联网络中,利用波段开关换接不同容量的电容,对振荡频率进行粗调;利用同轴电位器对振荡频率进行细调,如图 9-25 所示。采用这种办法可以很方便地在一个比较宽广的范围内对振荡频率进行连续调节。

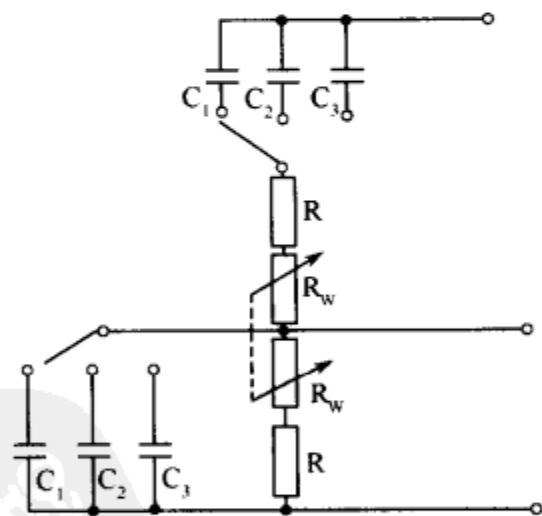


图 9-25 振荡频率的调节

* 阅读材料 用运算放大器构成的 RC 串并联振荡电路

用运算放大器构成的 RC 串并联振荡电路如图 9-26 所示。

该电路的工作原理不再具体分析,下面主要介绍电路中引入负反馈的作用。

从图 9-26 中可以看出,电阻 R_F 和 R' 引入了一个电压串联负反馈,它的作用不仅可以提高放大倍数的稳定性,改善振荡电路的输出波形,而且能够进一步提高放大电路的输入电阻,降低输出电阻,从而减小了放大电路对 RC 串并联网络选频特性的影响,提高了振荡电路的带负载能力。

改变电阻 R_F 或 R' 阻值的大小可以调节负反馈的深度。 R_F 越小,负反馈深度越深,放大电路的电压放大倍数越小;反之, R_F 越大,负反馈越弱,电压放大倍数越大。如电压放大倍数太小,不能满足振荡的幅度条件,振荡电路不能起振;如电压放大倍数太大,则可能输出幅度太大,使振荡波形产生明显的非线性失真,应调整 R_F 和 R' 的阻值,使振荡电路产生比较稳定而失真较小的正弦波信号。

在实际工作中,希望电路能够根据振荡幅度的大小自动地改变负反馈的强弱,以实现自动稳幅。例如,若振荡幅度增大,要求加强负反馈,限制输出幅度继续增长;反之,若振荡幅度减小,要求削弱负反馈,避免输出幅度继续减小,甚至无法起振。可以在负反馈支路中采用热敏电阻来代替 R_F ,实现自动稳幅。

2. RC 移相式正弦波振荡器

在无线电测量仪器,如低频信号发生器中,常常采用一种比串联振荡电路更为简捷的 RC 移相式正弦波振荡器,如图 9-27 所示。

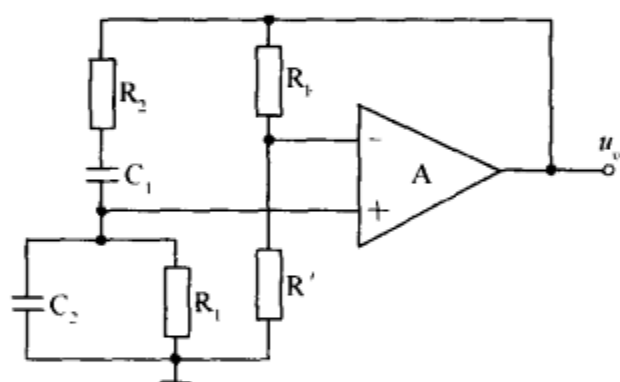


图 9-26 由运算放大器构成的 RC 串并联振荡电路

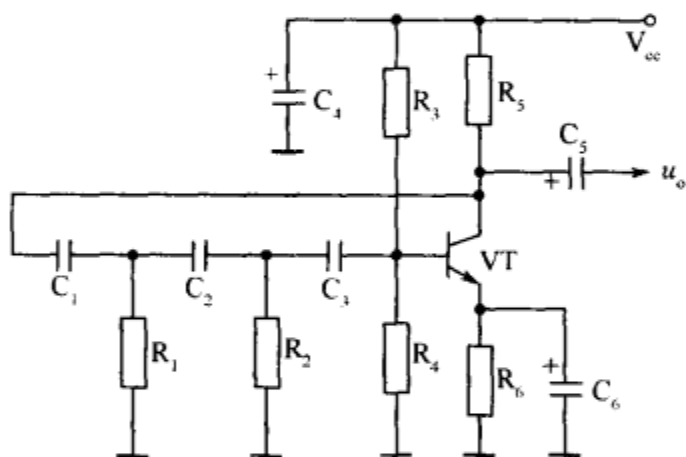


图 9-27 RC 移相式振荡器

电路中,VT 接成共发射极放大器电路,VT 为振荡管, u_o 是振荡器输出的正弦信号。

(1) 直流电路分析

电阻 R_3 和 R_4 构成 VT 的分压式偏置电路, R_5 是 VT 的集电极负载电阻, R_6 是 VT 的发射极电阻,VT 具备处于放大状态的直流工作条件。

(2) 正反馈分析

共发射极放大器具有反相作用,即输出信号电压与输入信号电压之间相位差为 180° ,若对放大器的输出信号再移相 180° 后加到放大器的输入端,那么就移相了 360° ,这样反馈回来的信号与输入信号是同相关系,这是正反馈。

由 RC 移相电路的工作特性可知,RC 移相电路可以对信号进行移相,每一节 RC 移相电路对输入信号的相位移最大为 90° ,但此时输出信号电压已经为零,就不能满足振荡的幅度条件,因此其最大移相量不能大于 90° ,要移相 180° ,至少要三节 RC 移相电路。电

路中,电容 C_1 和电阻 R_1 构成第一节 RC 超前移相式电路,同样, C_2 和 R_2 构成第二节 RC 移相电路, C_3 和放大器的输入电阻(由 R_3 、 R_1 和 VT 的输入电阻 r_{be} 并联)构成第三节 RC 移相电路。这三节 RC 移相电路对信号移相 180° ,加上 VT 共发射极放大器本身的 180° 移相,使 VT 集电极经三节 RC 移相电路后加到 VT 基极上的信号相位与基极上原信号相位相同,所以是正反馈,满足正反馈的相位条件。

(3) 振荡过程分析

由于加入了三节 RC 移相电路后,使反馈信号电压与输入信号电压同相,符合振荡的相位条件。同时,VT 本身具有放大能力,这样又符合幅度条件,振荡器便能振荡。

理论分析结果表明,为了满足振荡电路的振幅平衡条件,晶体管的 β 值至少应为 44.5 才能起振,所以选用晶体管时应使 $\beta > 44.5$ 。

RC 移相振荡电路结构比较简单,使用起来也比较方便,通常用于频率固定且稳定性要求不高的场合。其频率范围可以从几赫到几百千赫。其缺点是没有负反馈电路,三极管工作在非线性区,输出波形较差,频率稳定性不高,频率调整也不如串并联式电路方便。

* 阅读材料 用运算放大器组成的 RC 移相电路

用运算放大器组成的 RC 移相电路如图 9-28 所示。

由于集成运放采用反相输入方式,故放大电路的相位移为 180° ,加上三级 RC 反馈网络 180° 的相移,使运放输出端经三节 RC 移相电路后加到运放反相输入端的信号相位与原信号相位相同,所以是正反馈。

若选取 $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_1 = R_2 = R$, 则电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}$$

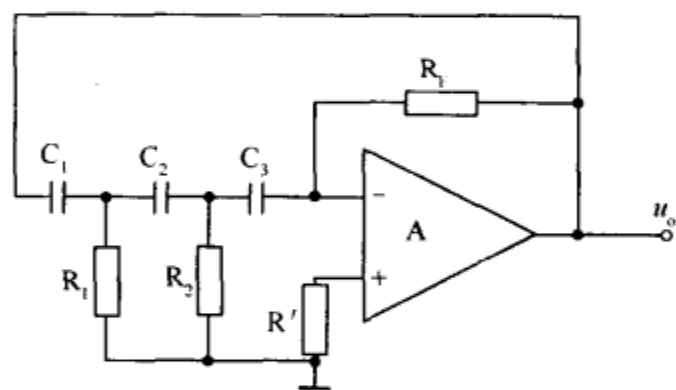


图 9-28 用运算放大器组成的 RC 移相电路

五、变压器耦合正弦波振荡器

图 9-29 是变压器耦合的正弦波振荡器。

图中,三极管 VT 组成了分压式单管放大电路,所不同的是,它的集电极负载电阻换成了由 L 与 C 组成的并联谐振回路,放大电路没有外来的输入信号,而是通过 L_1 进行变压器耦合,将 LC 回路中的振荡信号取出一部分,经 C_1 反送到放大电路的输入端,作为输入信号,经放大后,从 LC 回路获得输出信号,又通过 L_2 与 L_1 的耦合实现正反馈。这一正反馈放大电路在满足一定的条件时,电路就能产生自激振荡。变压器耦合振荡器适合在频率较低的场合下使用(几十千赫到几兆赫),通常只用在几十千赫左右。

1. 直流电路分析

电路中,直流工作电压 V_{cc} 经变压器 T 的 L_2 线圈加到 VT 集电极。 R_{p1} 、 R_1 和 R_2 对 V_{cc} 分压后的电压加到 VT 的基极,建立起 VT 的直流偏置电压。 R_3 为 VT 的发射极电阻。这样,VT 就具备了放大所需要的直流工作条件。

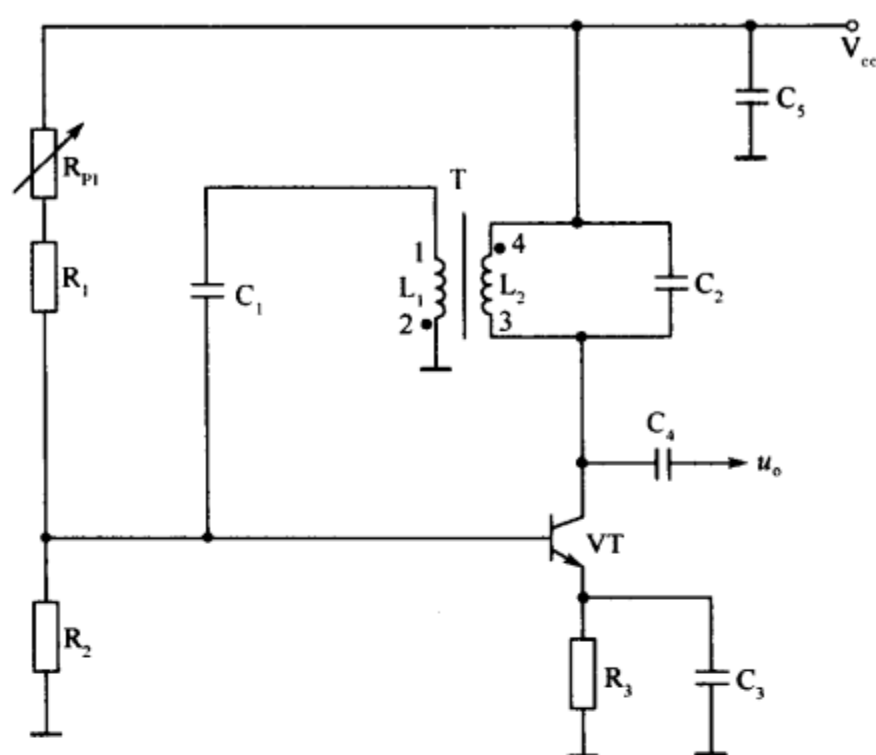


图 9-29 变压器耦合正弦波振荡器

调节 RP_1 可改变 VT 的静态偏置电流大小,从而可改变振荡器输出信号 u_o 的大小。电阻 R_1 是保护电阻,可防止 RP_1 的阻值调得太小时,使振荡管的工作电流太大而损坏 VT。

2. 正反馈电路分析

电路中, T 是耦合变压器,用它来完成正反馈。从图 9-29 中可以看出, T 的初级线圈 L_1 (正反馈线圈)接在 VT 的输入回路中(基极回路),它的次级线圈 L_2 接在 VT 的输出回路中(集电极回路), T 的同名端见图中黑点所示。

假设某瞬间振信号在 VT 基极为正,使 VT 基极电流增大,则集电极为负,这样, T 的次级线圈 L_2 下端为负,上端为正,根据同名端概念, T 的初级线圈 L_1 下端为正,与基极极性一致,这是正反馈过程。

重点提示:采用变压器反馈式振荡电路时,需要注意互感线圈 L_1 、 L_2 两个接头不能接反,否则会变成负反馈而不能产生自激振荡。为了工作方便,电路图中常常用小黑点“·”标出互感线圈的“同名端”,以反映出互感线圈的极性,如图 9-30 所示。

3. 选频电路分析

电路中, L_2 和 C_2 构成 LC 并联谐振选频电路,该电路的谐振频率便是振荡信号频率 f_0 。从电路中可以看出, L_2 和 C_2 并联谐振电路是 VT 的集电极负载,由于并联谐振时该电路的阻抗最大,所以 VT 的集电极负载电阻最大,VT 对频率为 f_0 信号的放大倍数最大,而对 f_0 之外的其他频率信号,由于 L_2 和 C_2 的失谐,电路阻抗很小,VT 的放大倍数很小,这样输出信号 u_o 是频率为 f_0 的振荡信号,达到了选频目的。

4. 工作过程分析

当直流电源接通瞬间,在振荡回路内就产生了电冲击, L_2 、 C_2 回路获得了能量,在其两端将会出现一个微小的信号,这个信号通过变压器的初级线圈 L_1 ,加至三极管 VT 的

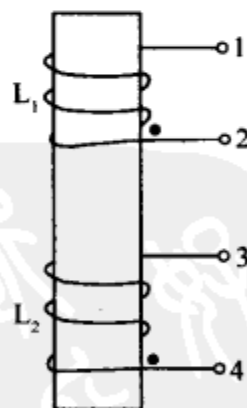


图 9-30 互感线圈的同名端

基极,经 VT 放大,从 VT 集电极输出,由 VT 集电极回路的 L_2 (变压器的次级)将这个放大的信号再耦合到初级线圈 L_1 上,再次加到三极管 VT 输入端。由于 L_1 与 L_2 的绕向是使放大器形成正反馈的,即每一次耦合到 VT 输入端的信号的相位都与前一次耦合来的信号的相位相同,因此,这个信号再一次放大,如此反复循环,信号幅度一次比一次大。但是,当信号增大到一定程度时,因受到三极管非线性特性的限制而不能继续放大,于是自动转化为相对的稳定状态,从而形成等幅振荡。同时,由于振荡回路只对频率为 f_0 的信号产生谐振,正反馈最强,所以选择出频率为 f_0 的振荡信号,振荡频率也就相对稳定了。这就是变压器耦合振荡器从开始振荡到最后达到幅度较大的等幅振荡的全过程。实际上,振荡建立的时间是非常短的。



第十章 电源电路

电源分为很多类种类,如直流电源和交流电源等,不同的电源其作用不尽相同,由于电源电路功耗大、故障率高,因此,电源电路受到了电子产品维修人员和电子爱好者的广泛关注。本章首先介绍直流电源电路中常用的整流、滤波的电路分类和特点,然后剖析串联调整式稳压电源和开关式电源的工作原理;最后对交流调压器、逆变电源和 UPS 电源作简要介绍。

第一节 直流稳压电源的分类及组成

一、直流稳压电源的分类

直流稳压电源的种类很多,常见的主要有四类:第一类是稳压二极管稳压电源,它的特点是电路结构简单,但功率小,稳压精度低;第二类是晶体管串联调整式稳压电源,它的主要特点是电路结构比较简单,工作可靠,功率较大,稳压精度高,无电磁干扰,但效率低;第三类是集成稳压器,它的主要特点是体积小,可靠性高以及温度特性好等优点,而且使用方便,价格便宜;第四类是开关式稳压电源,它的主要特点是效率高,温升高,电路便于集成化,但电路较复杂,并有高频干扰存在。

二、直流稳压电源的组成

直流稳压电源的组成框图如图 10-1 所示。

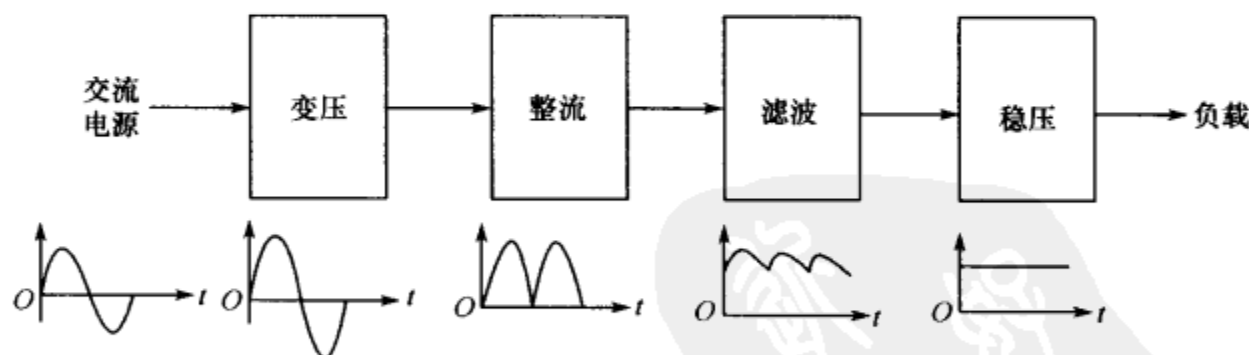


图 10-1 直流稳压电源组成框图

直流稳压电源一般由变压、整流、滤波、稳压四大部分组成。

变压:将交流电网电压变成所需的交流电压。变压过程通常由变压器来完成,有些采用电容降压。对于收录机、VCD、黑白电视机等设备的电源,大都用变压器来降低电网电压。

整流:将交流电变成直流电。整流电路通常有半波整流电路、全波整流电路、桥式整流电路等,桥式整流较为常用。

滤波:将整流所得的脉动直流电(大小发生规律性变化)中的交流成分滤除,常用的滤波电路有电容滤波、电感滤波及阻容滤波等电路。

稳压:将滤波电路输出的直流电压稳定不变,即使输出直流电压不随电网电压、负载等的变化而变化。稳压功能可由稳压二极管稳压电路、串联式稳压电路、开关式稳压电路等来完成。

第二节 整流电路

整流电路的作用是将交流电转换成直流电。电源电路中的整流电路主要有半波整流电路、全波整流电路、桥式整流电路、倍压整流电路和晶闸管整流电路。

一、半波整流电路

半波整流电路如图 10-2 所示。

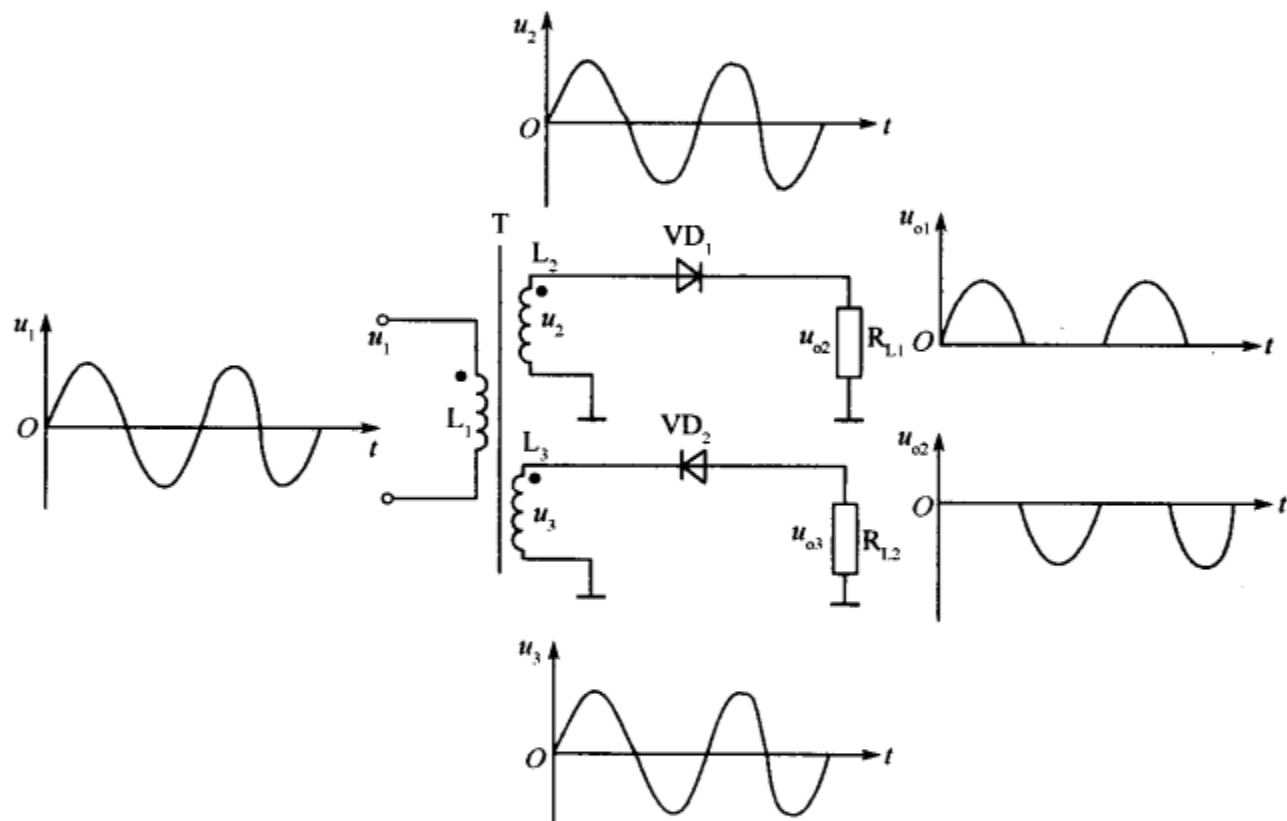


图 10-2 半波整流电路

电路中, u_1 是输入的交流电压,一般为 220V/50Hz 市电,T 是降压电源变压器, L_1 是变压器的初级线圈, L_2 和 L_3 是它的两个次级线圈,分别输出 50Hz 的交流电压。 VD_1 和 VD_2 是两只整流二极管。 L_2 、 VD_1 、 R_{L1} 和 L_3 、 VD_2 和 R_{L2} 分别构成两组半波整流电路, R_{L1} 和 R_{L2} 分别是两个整流电路的负载。由于 VD_1 的正极接线圈 L_2 , VD_2 的负极接线圈 L_3 ,所以这是两个能够输出不同极性直流电压的半波整流电路。

次级线圈 L_2 的输出信号为正半周期间,由于 L_2 的输出电压远大于 VD_1 的导通电压,这样正半周交流电压通过 VD_1 加到负载 R_{L1} 。次级 L_2 线圈输出交流电压的负半期间,加到 VD_1 正极上的电压为负,使 VD_1 截止,这样 VD_1 不能导通,负载 R_{L1} 上没有输出电压。一个周期内,只有交流电压的正半周能够加到 R_{L1} ,这样这一半波整流电路只能输出正半周的单向脉动性直流电压 u_{o1} 。

另一组次级线圈 L_3 的输出信号为负半周期间,由于 L_3 的输出电压远大于 VD_2 的导通电压,同时负极性电压加到 VD_2 的负极,这样 VD_2 可以导通,使负半周交流电压通过 VD_2 加到负载 R_{L2} ,流过负载 R_{L2} 的电流方向是: L_3 的下端 $\rightarrow R_{L2} \rightarrow VD_2$ 正极 $\rightarrow VD_2$ 负极 $\rightarrow L_3$ 上端 \rightarrow 线圈 L_3 ,形成回路。 L_3 线圈输出交流电压正半周期间,由于加到 VD_2 负极上的电压为正,使 VD_2 截止,这样 VD_2 不能导通,负载 R_{L2} 上没有输出电压。在一个周期内,只有交流电压的负半周能够加到 R_{L2} ,这样这一半波整流电路只能输出负半周的单向脉动性直流电压 u_{o2} 。

由于电路中次级线圈 L_2 和 L_3 是两组独立的线圈,这两个整流电路之间不会相互影响,这有利于电路工作的稳定性,有利于提高电路的抗干扰能力。

需要说明的是,当二极管不导通时,变压器次级电压全部加在二极管两端,此时二极管 VD_1 承受的反向电压(峰值) U_{DM1} 为 $\sqrt{2}U_2$ (U_2 为 L_2 线圈上电压的有效值),二极管 VD_2 承受的反向电压(峰值) U_{DM2} 为 $\sqrt{2}U_3$ (U_3 为 L_3 线圈上电压的有效值)。

根据以上分析可知,半波整流电路虽然简单,但输出电压的脉动度很大,整流效率很低,所以在电子电路中应用很少。实用中大多采用下述全波整流电路和桥式整流电路。

二、全波整流电路

半波整流电路中,负载上只能得到正弦电压波形的一半,另一半白白舍弃掉了,所以整流效率很低。如果能把正弦交流电的正、负两个半波都利用起来,输出电压的脉动度会大大减小,整流效率也将得到显著提高。全波整流电路就是实现这一设想的实用电路。

全波整流电路是在半波整流电路的基础上加以改进而得到的。它是利用具有中心抽头的变压器与两只二极管配合,使两只二极管在正半周和负半周内轮流导电,而且二者流过负载的电流保持同一方向,从而使正、负半周在负载上均有输出电压。

全波整流电路主要有以下两种形式。

1. 正极性全波整流电路

图 10-3 是正极性全波整流电路。

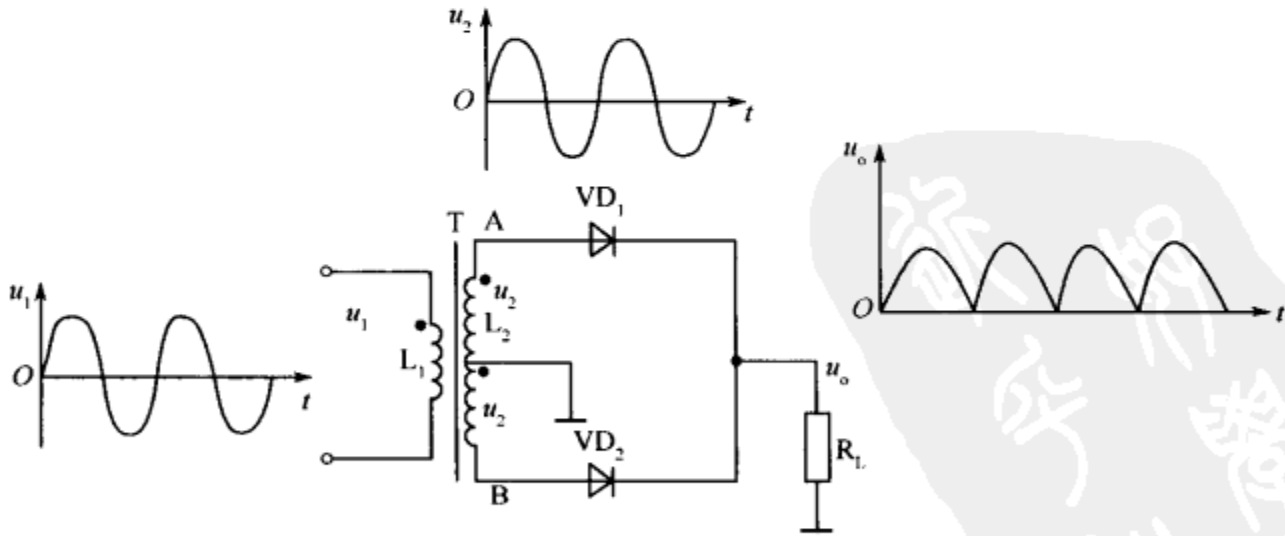


图 10-3 正极性全波整流电路

电路中,T 是电源变压器,这一变压器的特点是次级线圈 L_2 有一个抽头,且为中心抽头,这样抽头以上和以下线圈输出的交流电压大小相等。 VD_1 和 VD_2 是两只整流二极管, R_L 是这一全波整流电路的负载。

当 L_2 上端输出正半周交流电压时, L_2 下端输出大小相等的负半周交流电压。 L_2 上端正半周交流电压使 VD_1 导通, 导通后的电流回路是: L_2 的上端 \rightarrow VD_1 正极 \rightarrow VD_1 负极 $\rightarrow R_L \rightarrow$ 地端 $\rightarrow L_2$ 的抽头 $\rightarrow L_2$ 抽头以上线圈, 形成回路。电流从上而下地流过负载 R_L , 所以输出的是正极性单向脉动性直流电压。在 L_2 上端输出正半周交流电压的同时, L_2 下端输出的负半周交流电压加到 VD_2 的正极, 这一负半周交流电压不能使 VD_2 导通, 此时 VD_2 截止。

在 L_2 输出的交流电压变化到另一个半周时, L_2 上端输出的负半周交流电压加到 VD_1 正极, 使 VD_1 截止。此时 L_2 下端输出正半周交流电压, 这一电压使 VD_2 导通, 其导通后的电流回路是: L_2 的下端 \rightarrow VD_2 正极 \rightarrow VD_2 负极 $\rightarrow R_L \rightarrow$ 地端 $\rightarrow L_2$ 的抽头 $\rightarrow L_2$ 抽头以下线圈, 形成回路。此时, 流过 R_L 的电流仍然是从上而下, 所以输出正极性的单向脉动性直流电压。

根据以上分析可知, 这种全波整流电路能够将交流电压的负半周电压转换成负载上的正极性单向脉动性直流电压。

由于全波整流电路的两只二极管轮流导通, 所以流经每只二极管的电流(平均值)为负载电流的一半。即

$$I_D = \frac{1}{2} I_o$$

式中: I_D 为二极管的正向平均电流; I_o 为流经负载的电流。

设交流电压处于正半周, 图中 A 端为正, B 端为负, 则二极管 VD_1 导通(用短路线取代), VD_2 截止。不难看出, VD_2 所承受的反向电压为 $2U_2$, 其峰值为

$$U_{DM} = 2\sqrt{2}U_2$$

上述 I_D 和 U_{DM} 值是选择全波整流电路中二极管的依据。显然, 要求全波整流电路的整流元件二极管的耐压值比半波整流电路高出 1 倍。

2. 负极性全波整流电路

负极性全波整流电路如图 10-4 所示。

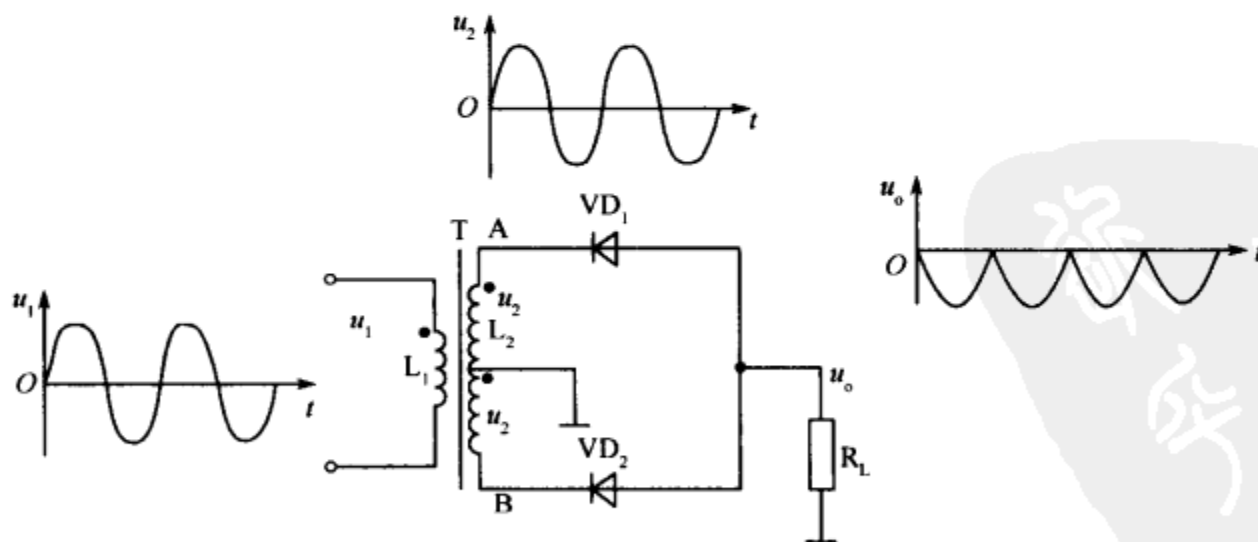


图 10-4 负极性全波整流电路

这一全波整流电路工作原理与正极性全波整流电路相同, 不再具体分析。

全波整流电路比半波整流电路输出电压平均值高 1 倍, 脉动度较小, 功率和效率较高是它的优点。但一方面, 变压器要有中心抽头, 每半边线圈只有半个周期导电, 利用率低;

另一方面,在负载电压相同时,二极管所承受的反向电压比半波整流高 1 倍。因此,使用最为普遍的是桥式全波整流电路。

三、桥式整流电路

针对全波整流电路的缺点,希望用只有一个副边线圈的变压器,而能达到全波整流的目的。为此,提出了桥式整流电路。由于这种整流电路采用四只二极管,接成电桥形式,故称为桥式整流电路。桥式整流电路也分为正极性和负极性桥式整流电路两种形式。

1. 正极性桥式整流电路

图 10-5 是正极性桥式整流电路。

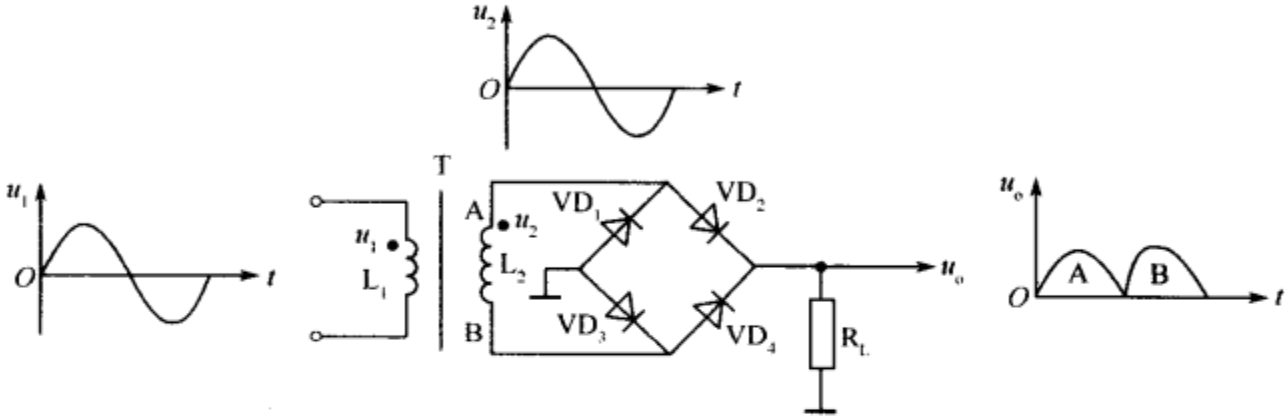


图 10-5 正极性桥式全波整流电路

电路中, $VD_1 \sim VD_4$ 是四只整流二极管, T 是电源变压器。 T 次级线圈输出的交流电压在 A 端和 B 端的相位是相反的。

当 A 端为正半周电压时, B 端为负半周。 A 端的正半周电压同时加在 VD_1 的负极和 VD_2 的正极上, VD_1 反向偏置截止, VD_2 正向偏置导通。与此同时, B 端的负半周电压同时加到 VD_3 的负极和 VD_4 的正极, VD_3 正向偏置导通, VD_4 反向偏置截止。由上述分析可知, 当 A 端为正半周, B 端为负半周时, 为 VD_2 和 VD_3 同时导通, VD_1 和 VD_4 同时截止, 其导通后的电流回路为: A 端 \rightarrow VD_2 正极 \rightarrow VD_2 负极 \rightarrow R_L \rightarrow 地端 \rightarrow VD_3 正极 \rightarrow VD_3 负极 \rightarrow B 端 \rightarrow 通过次级线圈到 A 端。流过 R_L 的电流方向为从上而下, 所以在 R_L 上的电压为正, 如图 10-5 中的输出电压波形 A 所示。

当 T 次级线圈两端的输出电压变化到另一个半周时, A 端为负半周, B 端为正半周。 A 端的负半周电压使 VD_1 导通、 VD_2 截止, B 端的正半周电压使 VD_4 导通、 VD_3 截止, 这样也有两只二极管处于导通, 两只二极管处于截止状态。在 VD_4 和 VD_1 导通后, 其回路电流为: B 端 \rightarrow VD_4 正极 \rightarrow VD_4 负极 \rightarrow R_L \rightarrow 地端 \rightarrow VD_1 正极 \rightarrow VD_1 负极 \rightarrow A 端 \rightarrow 通过次级线圈到 B 端。此时, 流过 R_L 的电流也是从上而下的, 所以输出电压仍然是正的, 如图 10-5 中电压波形 B 所示。

从整流电路的输出端电压波形中可以看出, 通过桥式整流电路, 可以将交流电压转换成单向脉动的直流电压, 这一电路的作用同全波整流电路一样, 也是将交流电压的负半周转到正半周来。

根据以上分析可知, 在交流电压正半周时, VD_2 、 VD_3 导通; 负半周时, VD_1 、 VD_4 导通。由于每只二极管都只有半个周期导电, 所以流过每个二极管的平均电流只是负载电流的 $1/2$, 即

$$I_D = \frac{1}{2} I_O$$

式中: I_D 为二极管的正向平均电流; I_O 为流经负载的电流。

在桥式整流电路中, 每个二极管承受的反向其峰值 U_{DM} 为

$$U_{DM} = \sqrt{2} U_2$$

重点提示: 桥式整流电路的画法。

正极性桥式整流电路也可以画出如图 10-6 所示的形式, 图(a)为另一种常用画法, 图(b)为简化画法。

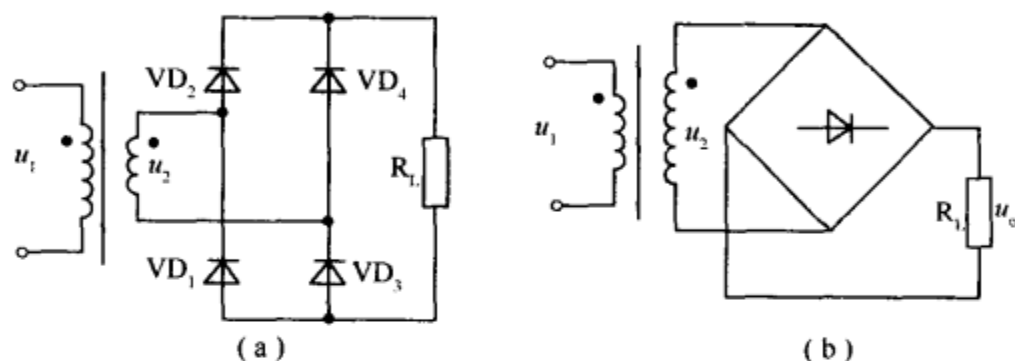


图 10-6 桥式整流电路的其他画法

2. 负极性桥式整流电路

负极性桥式整流电路如图 10-7 所示。具体工作情况这里不再分析。

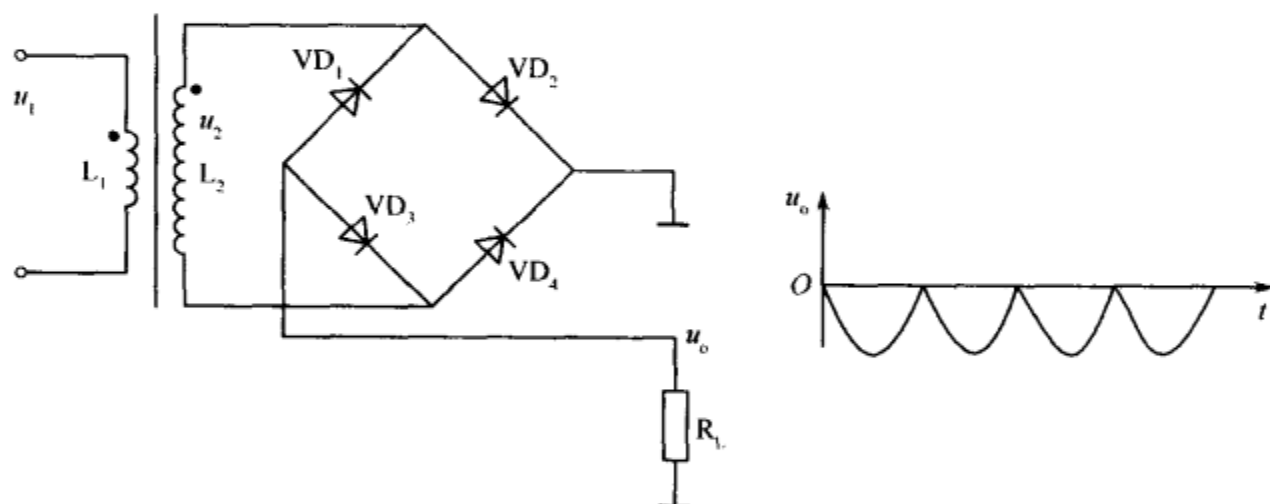


图 10-7 负极性桥式整流电路

3. 桥式整流和全波整流电路区别

下面以正极性全波整流和正极性桥式整流电路为例进行说明。

①两种整流电路的作用是相同的, 但电路结构不同。全波整流电路中只用两只整流二极管; 而在桥式整流电路中要用四只整流二极管。全波整流电路中的电源变压器次级线圈要有中心抽头; 而桥式整流电路中的电源变压器是不需要抽头的, 根据有无抽头这一点可以分辨是全波整流还是桥式整流电路。

②在要求直流电压相同的情况下, 对全波整流电路而言, 电源变压器次级线圈抽头至上、下端的交流电压相等, 且等于桥式整流电路中电源变压器次级线圈的输出电压, 这样在全波整流电路中的电源变压器相当于绕了两组次级线圈。

③在桥式整流电路中, 当二极管截止时是两只二极管同时截止, 在忽略二极管的导通电压时, 这两只二极管上的反向电压等于变压器次级线圈上的电压; 而在全波整流电路中

二极管所承受的反向电压相当于两组变压器次级线圈上的电压,所以,桥式整流电路中二极管的反向耐压要比全波整流电路中的低一半。

四、倍压整流电路

倍压整流电路的作用是,不仅可以将交流电转换成直流电(整流),而且能够在一定的变压器副边电压之下,得到高出若干倍的直流电压(倍压)。倍压整流电路的主要组成元器件是二极管和电容器。实现倍压的方法,是利用二极管的峰值整流原理,将较低的直流电压分别存在多个电容器上,然后将它们按照相同的极性串联起来,从而得到较高的输出直流电压,但这种电路的输出电流较小,所以它具有高电压、小电流的输出特性。倍压整流电路可分为二倍压、三倍压、四倍压等多种形式,下面简要进行介绍。

背景知识 峰值整流

倍压整流电路是利用峰值整流的原理工作的,图 10-8 为带有电容滤波的半波整流电路。经二极管 VD 整流后的半波脉动电压从零值向最大值上升时,电容 C 充电,由于充电回路电阻很小,电容两端电压 u_C 将被充电到交流电压 u_2 的峰值 $\sqrt{2}U_2$;随后,脉动电压从最大值向零值下降,二极管 VD 截止,电容 C 通过负载放电,若负载 R_L 很大或输出端开路,则 u_C 在下一个周期到来之前,基本上保持 $\sqrt{2}U_2$ 的数值,这就是所谓的峰值整流。

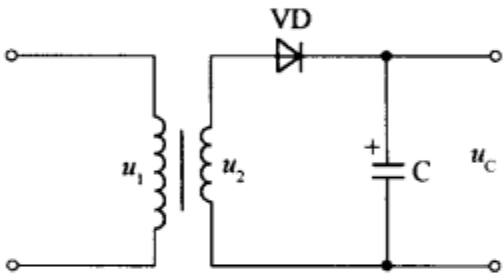


图 10-8 峰值整流

1. 二倍压整流电路

图 10-9 所示电路是二倍压整流电路。当变压器副边电压为正半周(即 u_2 的极性是 A 正、B 负)时,二极管 VD_1 导通、 VD_2 截止,电源经 C_1 、 VD_1 形成回路,向电容 C_1 充电,由于充电回路电阻很小,根据峰值整流的原理可知,电容 C_1 被充电到 $\sqrt{2}U_2$ 值,极性如图 10-9 所示;当变压器副边电压为负半周(即 u_2 的极性是 B 正 A 负)时,二极管 VD_2 导通、 VD_1 截止,电源经 C_2 、 VD_2 、 C_1 形成回路,于是变压器次级电压与电容 C_1 两端的电压相加,通过对电容 C_2 充电,使 C_2 两端电压达到接近于 $2\sqrt{2}U_2$ 的数值,实现了二倍压整流。

需要注意,获得二倍压的条件是负载电阻 R_L 足够大,即负载电流足够小。另外,在选取电容器时,电容 C_1 的耐压应大于 $\sqrt{2}U_2$,电容 C_2 的耐压应大于 $2\sqrt{2}U_2$ 。

由图 10-9 可见,每只二极管承受的反向电压值均为 $2\sqrt{2}U_2$,因此,在选用二极管时应注意其耐压范围。

2. 三倍压整流电路

图 10-10 所示的电路是三倍压整流电路。在交流电压 u_2 正半周期间,变压器次级线圈 A 端为正,B 端为负,二极管 VD_1 导通,电容 C_1 被充电到 $\sqrt{2}U_2$ 。当 u_2 为负半周时, VD_1 截止, VD_2 导通,变压器次级电压 u_2 与电容 C_1 上的电压串联相加,对电容 C_2 进行充电,使 C_2 两端值可达 $2\sqrt{2}U_2$;当第二个周期开始时, u_2 的极性又是 A 端为正,B 端为负,二极管 VD_1 导通,由于 C_2 已充 $2\sqrt{2}U_2$ 的电压,使 VD_3 也导通,经 VD_3 向电容 C_3 充

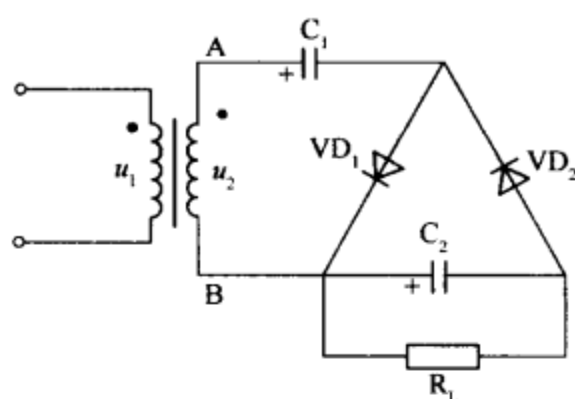


图 10-9 二倍压整流电路

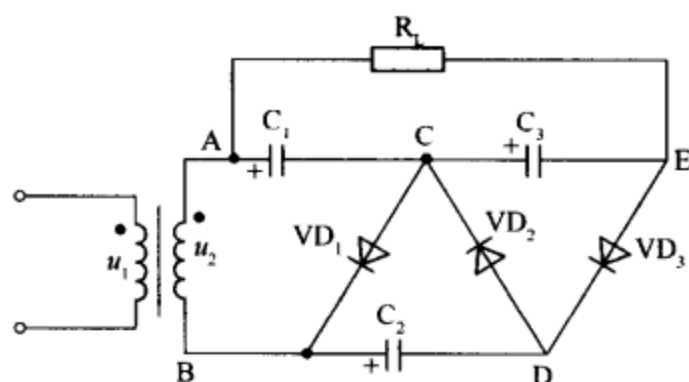


图 10-10 三倍压整流电路

电,使 C_3 两端电压也为 $2\sqrt{2}U_2$ 。这时,负载电阻 R_L 上的电压将是 C_1 、 C_3 上的电压之和,其数值为 $3\sqrt{2}U_2$,从而实现了三倍压整流。

在三倍压整流电路中,每只二极管所承受的反向电压峰值均为 $2\sqrt{2}U_2$ 。电容 C_1 的耐压应大于 $\sqrt{2}U_2$,而 C_2 、 C_3 的耐压均应大于 $2\sqrt{2}U_2$ 。

3. 多倍压整流电路

根据相同的原理,只要把更多的电容串联起来,并安排相应的二极管给它们充电,就可以得到更多倍的直流输出电压,如图 10-11 所示。

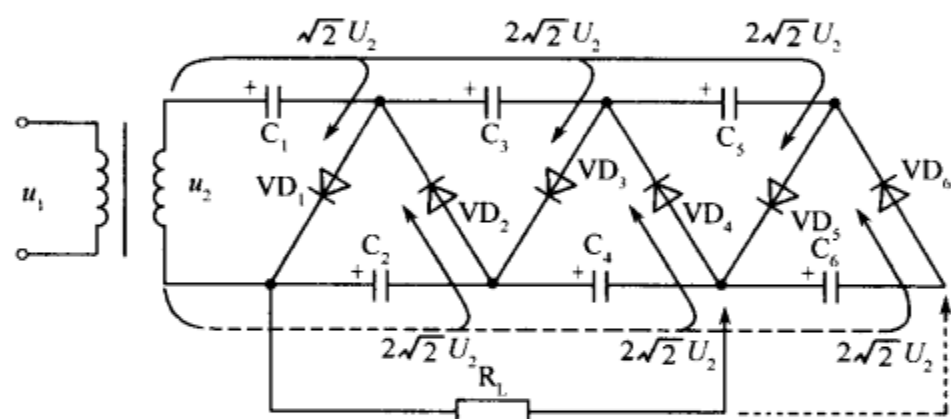


图 10-11 多倍压整流电路

图中,当 u_2 为正半周时,电源电压通过 VD_1 将电容 C_1 充电到 $\sqrt{2}U_2$,然后在负半周时, VD_2 导通,将电容 C_2 充电到 $2\sqrt{2}U_2$;到另一个正半周时,通过 VD_3 向 C_3 充电到 $2\sqrt{2}U_2$,而在另一个负半周时,通过 VD_4 向 C_4 充电到 $2\sqrt{2}U_2$ 。依次类推,可以分析出电容 C_5 、 C_6 等也都充电到 $2\sqrt{2}U_2$,它们的极性如图 10-11 所示,最后,只要把负载接到有关电容组的两端,就可以得到相应的多倍压直流输出。

在多倍压整流电路中,除电容 C_1 两端电压为 $\sqrt{2}U_2$ 外,其余电容上的电压均为 $2\sqrt{2}U_2$,因而每只二极管的反向电压总是 $2\sqrt{2}U_2$ 。

以上分析倍压整流电路的工作原理时,都假定在理想情况下,即电容电压被充电至变压器副边电压的最大值。实际上由于存在放电回路,所以电容上的电压达不到最大值,而且在充放电过程中电容电压还将上下波动,即包含有脉动成分。

由于负载电阻 R_L 越小时,电容放电过程越快,因而输出直流电压越低,同时脉动成分越大,所以倍压整流电路适用于要求输出电压较高,但是负载电流比较小的场合。

倍压整流电路中,电容器电容量的选取是个很重要的环节,首先,电容量数值的大小

要保证各电容的充电速度远大于放电速度,具体数值要根据实际情况确定。当负载 R_L 给定后,应使所有电容串联起来的阻抗远小于 R_L ,电容量选得较大,负载能力就较强;但容量大、耐压高的电解电容器,体积必然很大,价格也昂贵,装成倍压整流电路很不经济,通常可由调试决定。

※ 阅读材料 三相全波整流电路

三相全波整流电路如图 10-12 所示。三相全波整流电路实际是由两套三相半波整流器相串联组成的。第一套三相半波整流器是由变压器次级线圈 L_1 、 L_2 、 L_3 和整流管 D_1 、 D_2 、 D_3 组成的,第二套三相半波整流器是由 L_1 、 L_2 、 L_3 和 D_4 、 D_5 、 D_6 组成的。设在最初时,相对于 O 点的正电压最大值在 c 相,而负电压最大值在 b 相。电流流向:O 点→ L_3 → D_3 →A+→负载 L → R_L →B-→ D_5 → L_2 →O 点。如果下一个瞬时,a 相最大,负载电流就会从 c 相移到 a 相上,此时电流流向:O 点→ L_1 → D_1 →A+→负载 L → R_L →B-→ D_5 → L_2 →O 点。同理可以分析三相全波整流器每经过 60° 的工作情况。三相全波整流器的各电压、电流波形图如图 10-13 所示。图中, U_o 为整流电压, e_2 为变压器次级线圈相电压, i_2 为次级线圈相电流。

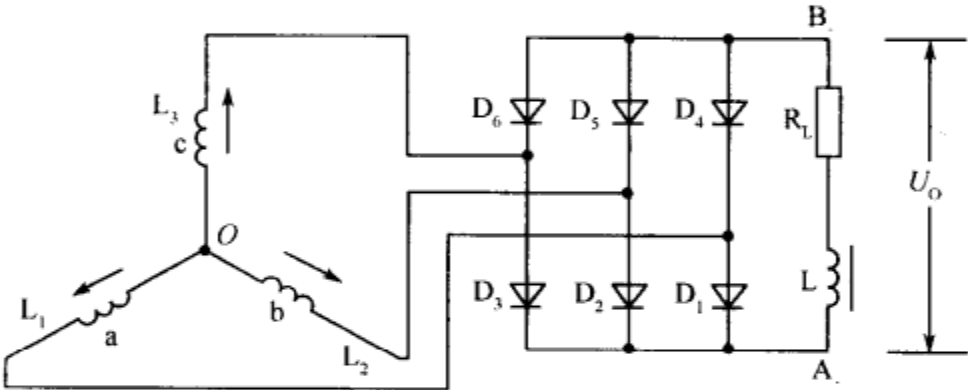


图 10-12 三相全波整流电路

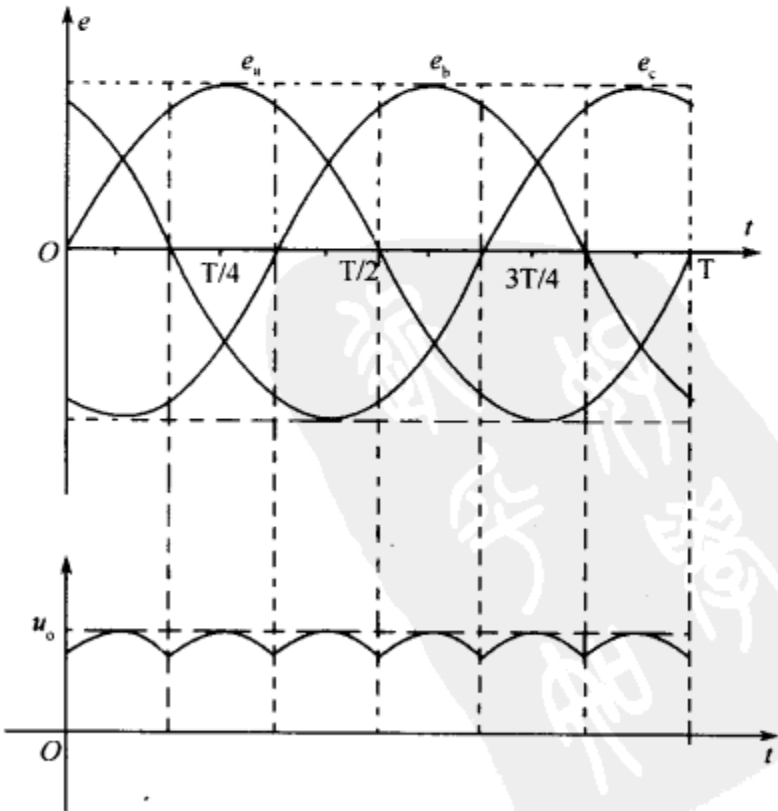


图 10-13 三相全波整流波形

第三节 滤波电路

整流电路虽然可以把交流电变换为直流电,但负载上的直流电压却是脉动的,它的大小每时每刻都在变化着,不能满足电子电路和无线电装置对电源的要求。整流后的脉动直流电压,属于非正弦周期信号,可以把它分解为直流成分(它的平均值)和各种不同频率的正弦交流成分。显然,为了得到波形平滑的直流电,应尽量降低输出电压中的交流成分,同时又要尽量保留其中的直流成分,使输出电压接近于理想的直流电压。用以完成这一任务的电路称为滤波电路。

电容和电感都是基本的滤波元件,利用它们在二极管导电时储存一部分能量,然后再逐渐释放出来,从而得到比较平滑的波形。或者从另一个角度看,电容和电感对于交流成分和直流成分反映出来的阻抗不同,如果把它们合理地安排在电路中,可以达到降低交流成分,保留直流成分的目的,体现出滤波的作用。所以电容和电感是组成滤波电路的主要元件。下面介绍几种常用的滤波电路。

一、电容滤波电路

电容器具有“阻直流、传交流”的作用,它对直流电相当于开路,对交流电却只是现较小的阻抗,即电容器的容抗 $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$,若把电容 C 与负载 R_L 并联,则整流后脉动电流的交流成分大部分从电容器上分流而过,直流成分则顺利流入负载,负载上的电压、电流波形就变得比较平滑。图 10-14 是电容滤波电路原理图。

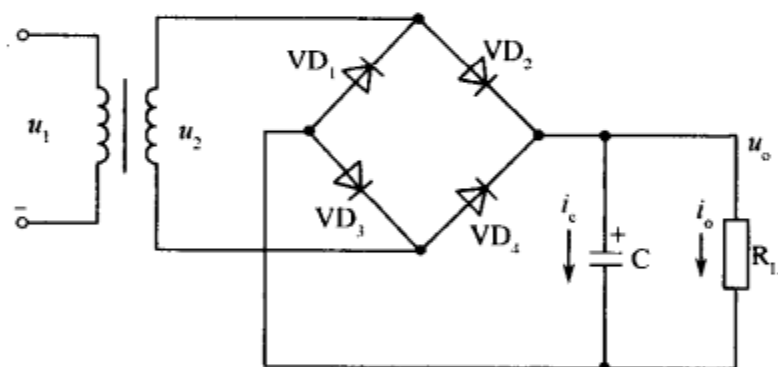


图 10-14 电容滤波原理图

若电路中没有接电容 C ,则在 u_2 的正半周时, VD_2 和 VD_3 导通;在 u_2 的负半周, VD_1 和 VD_4 导通。输出电压 u_o 的波形如图 10-15 中虚线所示。

当并联电容 C 以后,在 u_2 的正半周,当二极管 VD_2 、 VD_3 导通时,除有一个电流 i_o 流向负载外,同时还有一个电流 i_c 向电容 C 充电,电容电压 u_c 的极性为上正、下负。如果忽略二极管的内阻,则在二极管导通时, u_c (即输出电压 u_o) 等于变压器副边电压 u_2 。当 u_2 达到最大值以后开始下降,此时电容 C 上的电压 u_c 也将由于放电而逐渐下降。当 $u_2 < u_c$ 时,二极管 VD_2 、 VD_3 反向偏置,因而不导电,于是 u_c 以一定的时间常数按指数规律下降,直到下一个半周;当 $|u_2| > u_c$ 时,二极管 VD_1 、 VD_4 导通。因此,在负载 R_L 将得到图 10-15 中实线所示的输出电压波形。可见,电容滤波的特点是利用了储能元件——电容器的充电和放电,对脉动电压起到了“填平补齐”的作用,使负载上的电压得到了平滑。

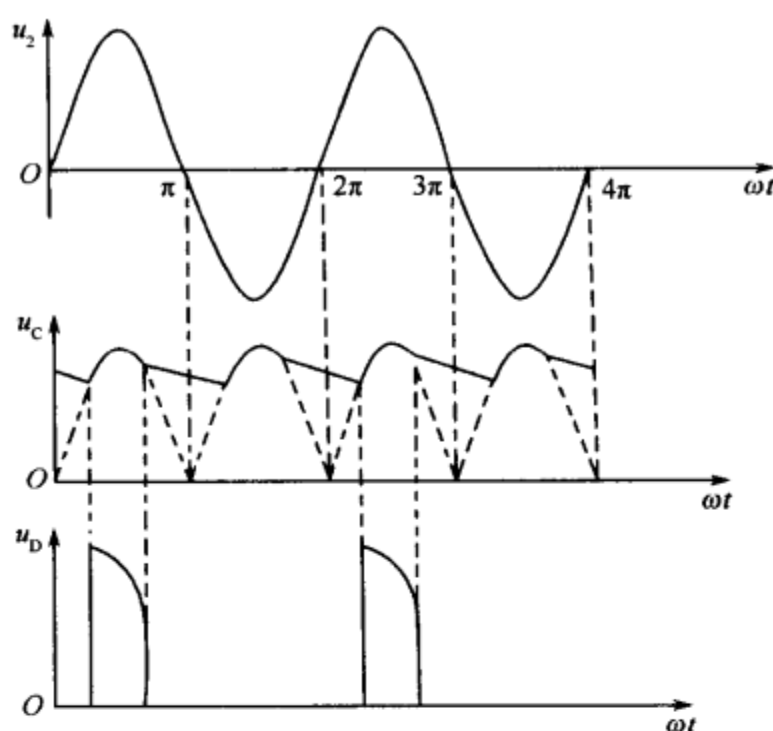


图 10-15 波形图

电容器放电的快慢取决于电容 C 和负载电阻 R_L 的大小。电容 C 越大, 储存的电荷越多, 在 R_L 不变时, 电容上的电荷释放出去所需要的时间越长, 放电速度就越慢。若负载电阻 R_L 加大, C 不变 (储存的电荷量不变), 放电电流会减小, 电容 C 上电荷释放完所需要的时间也加长了, 也会受放电速度变慢。 R_L 与 C 的乘积叫做放电回路的时间常数, 用 τ 表示, 即 $\tau = R_L C$, 单位为秒 (s)。 $\tau = R_L C$ 越大, 放电过程越慢, 则输出电压越高, 同时脉动成分也越少, 即滤波效果越好。当 $R_L C = \infty$ (可以认为负载开路) 时, 输出电压的平均值最大, 约为 U_2 的 $\sqrt{2}$ 倍。为此, 应选择大容量的电容作为滤波电容, 而且要求 R_L 也大, 因此, 电容滤波适用于负载电流比较小的场合。

在分析电容滤波电路时, 应该特别注意整流二极管的工作状态。由于二极管整流电路充电回路的电阻很小, 放电回路的电阻一般较大, 所以充电迅速、放电缓慢。二极管的导电时间比半个周期要小得多, 通过二极管 VD_2 的电流波形如图 10-15 所示。根据电容器的充电规律, 充电开始瞬间, 充电电流的峰值很大, 通常称之为“浪涌电流”。滤波电容 C 的容量越大, 起始充电电流越大, 这个电流如果超过了二极管的最大瞬时电流值, 就可能烧坏二极管。因此, 实际电路中, 不能单纯为了提高输出电压的平滑度而不加考虑地任意将电容量加大。

为了得到比较好的滤波效果, 实际电路中, 经常根据下式来选择滤波电容 C 的容量 (在全波或桥式整流的情况下), 即

$$\tau \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$$

式中: T 为电网交流电压的周期。由于电容 C 比较大, 约几十微法至几千微法, 一般应选用电解电容器, 接入电路时, 应注意电容器的极性不要接反, 电容器的耐压值应大于 $\sqrt{2}U_2$ 。

电容滤波的优点是电路结构简单、经济, 输出电压较高。缺点是一方面输出电压会随负载电流的变化而波动, 即电源的外特性不好; 另一方面, 当负载电流变大 (即 R_L 变小) 时, 放电时间常数变小, 波形脉动度变大。

方法技巧:对于电容滤波电路,也可以按以下方法进行分析。

交流电压经整流电路之后输出的是单向脉动性直流电,这一电压可分解为一个直流电和一组频率不同的正弦交流电,如图 10-16 所示。

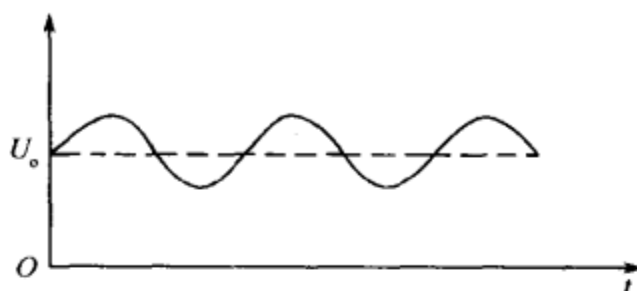


图 10-16 单向脉动直流电的分解

滤波电路的作用是将直流电压 U_0 取出,滤除交流成分。电路中,由于电容 C 对直流电相当于开路,这样整流电路输出的直流电压不能通过 C 到地端,只有加到负载 R_L 上。对于整流电路输出的交流成分,因 C 容量较大,其容抗较小,交流成分通过 C 流到地端,而不能加到负载 R_L 。这样,通过电容 C 的滤波,从单向脉动性直流电中取出了所需要的直流电压 U_0 ,滤波电容 C 的容量越大,对交流成分的容抗越小,使残留在负载 R_L 上的交流成分越小,滤波效果就越好。

二、 π 型 RC 滤波电路

π 型 RC 滤波电路是在上述电容滤波电路的基础上,再加上一节或两节 RC 滤波组成的,图 10-17 为两节 π 型 RC 滤波电路原理图。

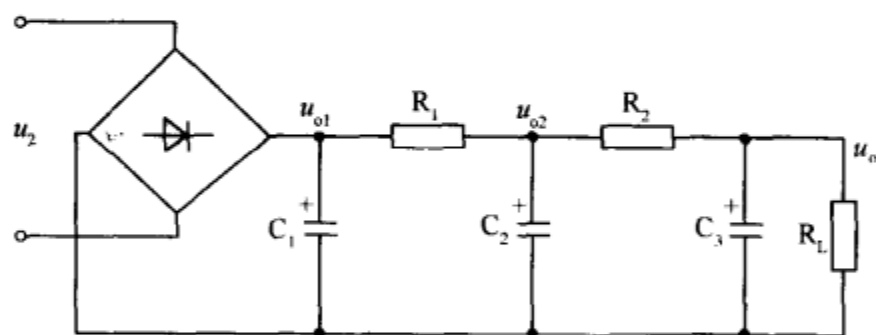


图 10-17 π 型 RC 滤波电路

电路中, C_1 、 C_2 和 C_3 是三只滤波电容, R_1 和 R_2 是滤波电阻, C_1 、 R_1 和 C_2 构成第一节 π 型 RC 滤波电路, C_2 、 R_2 和 C_3 构成第二节 π 型 RC 滤波电路。由于这种滤波电路的形式如同字母 π , 并采用了电阻、电容, 所以称为 π 型 RC 滤波电路。

这一电路的滤波原理是: 从整流电路输出的电压首先经过 C_1 的滤波, 将大部分的交流成分滤除, 然后再加到由 R_1 和 C_2 构成的滤波电路中。 C_2 的容抗与 R_1 构成一个分压电路, 因 C_2 的容抗很小, 所以对交流成分的分压衰减量很大, 达到滤波目的。对于直流电而言, 由于 C_2 具有隔直作用, 所以 R_1 和 C_2 分压电路对直流不存在分压衰减的作用, 这样直流电压通过 R_1 输出。

在 R_1 大小不变时, 加大 C_2 的容量可以提高滤波效果; 在 C_2 容量大小不变时, 加大 R_1 的阻值也可以提高滤波效果。但是, 滤波电阻 R_1 的阻值不能太大, 因为流过负载的直流电流流过 R_1 , 在 R_1 上产生直流电压降, 使直流输出电压 U_{o1} 减小。 R_1 的阻值越大或流过负载的电流越大时, 在 R_1 上的电压降越大, 使直流输出电压越低。

C_1 是第一节 π 型滤波电路的滤波电容,加大它的容量可以提高滤波效果,但是 C_1 太大后,在开机时对 C_1 的充电时间很长,这一充电电流是流过整流二极管的,当充电电流太大,时间太长时,会损坏整流二极管,所以采用这种 π 型 RC 滤波电路时 C_1 容量不可太大,可通过 R_1 和 C_2 来进一步提高滤波效果。

这一滤波电路中共有三个直流电压输出端,分别输出 U_{o1} 、 U_{o2} 和 U_o 三个直流电压。其中, U_{o1} 只经过电容 C_1 滤波; U_{o2} 则经过了 C_1 、 R_1 和 C_2 电路的滤波,所以滤波效果更好, U_{o2} 中的交流成分更小; U_o 则经过了两节 π 型滤波电路的滤波,其滤波效果最好,所以 U_o 中的交流成分最少。

三个直流输出电压的大小是不同的, U_{o1} 电压最高,一般这一电压直接加到功率放大器电路,或加到需要直流工作电压最高、工作电流最大的电路中; U_{o2} 电压稍低,这是因为电阻 R_1 对直流电压存在电压降; U_o 电压最低,这一电压一般供给前级电路作为直流工作电压,因为前级电路的直流工作电压比较低,且要求直流工作电压中的交流成分少。

由以上分析可知, π 型 RC 滤波电路结构简单,滤波效果好,但是,这种滤波电路在电阻上有直流压降,因而,必须提高变压器的副边电压,而且整流管的冲击电流仍然比较大,所以, π 型 RC 滤波电路一般只适用于小电流的场合,当负载电流比较大时,可以考虑采用电感滤波。

三、电感滤波电路

电感具有对抗电流变化的特性。电感上通过变化的电流时,电感两端将产生自感电动势,当电流由小到大增加时,自感电动势与电流的方向相反,抑制电流的增大,使电流只能缓慢地增长;当电流由大到小减少时,自感电动势又与电流的方向相同,阻止电流的减少,使电流只能缓慢地下降。由于电感 L 与负载电阻 R_L 串联,流过负载的电流脉动度会大大减小。图 10-18 为电感滤波基本电路。

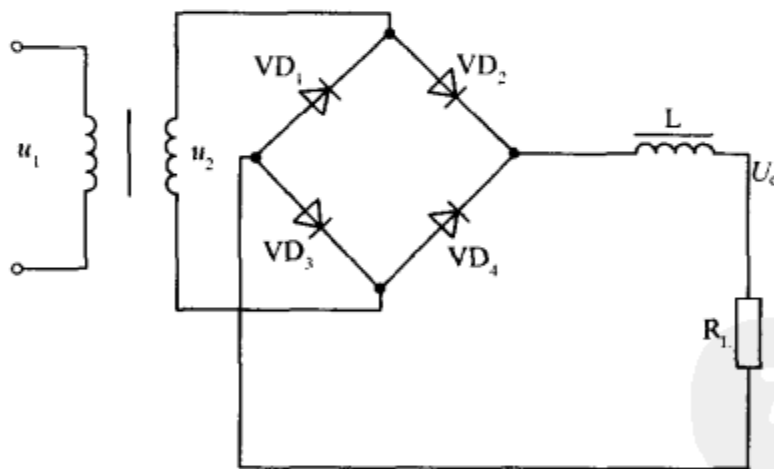


图 10-18 电感滤波基本电路

由图可见,电感 L 与负载电阻 R_L 串联,组成了一个分压电路。由于电感线圈的直流电阻很小,所以整流后脉动电压的直流成分绝大部分降落在负载电阻 R_L 上;由于电感线圈对交流成分呈现很大的感抗($X_L = 2\pi fL$),使交流成分绝大部分降落在电感上。这样,接入电感 L 后,有效地滤除了整流输出脉动电压的交流成分,使负载电压变得较为平滑。显然,对应于 L 与 R_L 的分压关系, R_L 越小,则输出电压中的交流成分越少,滤波效果越好。与电容滤波正好相反,电感滤波适用于 R_L 较小,即负载电流较大的场合。

四、LC 滤波电路

为了进一步提高滤波效果,可以采用 LC 滤波电路,LC 滤波电路是在电感滤波电路的基础上,再在负载电阻 R_L 上并联一个电容,如图 10-19 所示。

在 LC 滤波电路中,由于 R_L 上并联了一个电容,交流分量在 $R_L // X_C$ 和 X_L 之间分压,所以,输出电压的脉动成分比仅用电感滤波时更小。

LC 滤波电路在负载电流较小或较大时有良好的滤波作用,也就是说,它对负载的适应性比较强。

电感滤波和 LC 滤波电路的突出优点是负载电流变化时,输出电压波动很小,也就是外特性较好。但是,由于使用了铁芯电感,制作工艺复杂,体积笨重,成本较高,不适应电路和整机小型化的要求。

五、 π 型 LC 滤波电路

在 LC 滤波电路的基础上再加上一个电容,就组成了一节 π 型 LC 滤波电路,如图 10-20 所示。

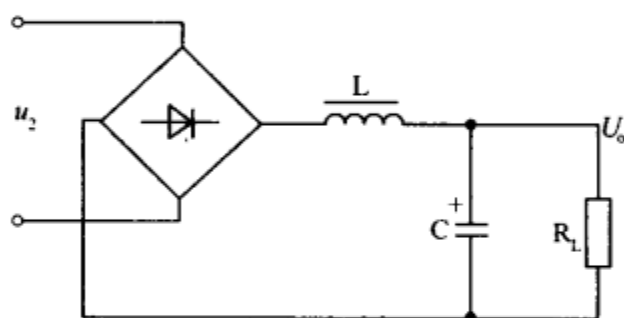


图 10-19 LC 滤波电路

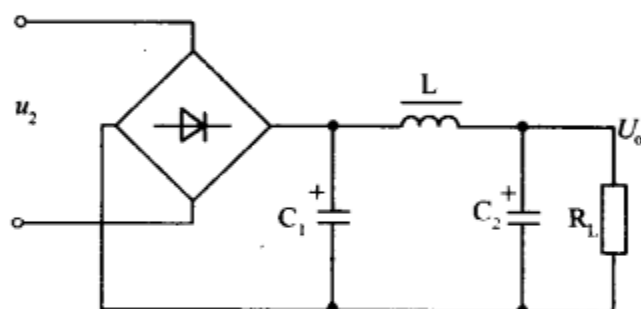


图 10-20 π 型 LC 滤波电路

从图中可以看出, π 型 LC 滤波电路与 π 型 RC 滤波电路基本相同,只是将滤波电阻换成滤波电感,因为滤波电阻对直流电和交流电存在相同的电阻,而滤波电感对交流电感抗大,对直流电的电阻小,这样既能提高滤波效果,又不会降低直流输出电压。

电路中,整流电路输出的单向脉动性直流电压先经电容 C_1 滤波,去掉大部分交流成分,然后加到 L 和 C_2 滤波电路中。对于交流成分而言, L 对它的感抗很大,这样在 L 上的交流电压降大,加到负载上的交流成分小;对直流电而言,由于 L 没有感抗,同时滤波电感的线径较粗,其直流电阻很小,这样对直流电压基本上没有电压降,所以直流输出电压比较高,这是采用电感滤波器的最大优点。

六、电子滤波器电路

电子滤波器电路如图 10-21 所示。

电路中,VT 是电子滤波管, C_1 是 VT 的基极滤波电容, R_1 是 VT 的基极偏置电阻, R_L 是这一滤波电路的负载。

电子滤波器的作用是进行滤波,它的滤波效果相当于一只容量为 $C_1 \times \beta$ 电容器的滤波效果(β 为 VT 的电流放大系数,一般这一电流放大系数比较大),可见电子滤波器的滤波性能很好。

电路中, R_1 和 C_1 构成一节 RC 滤波电路, R_1 一方面为 VT 提供基极偏置电流,另一

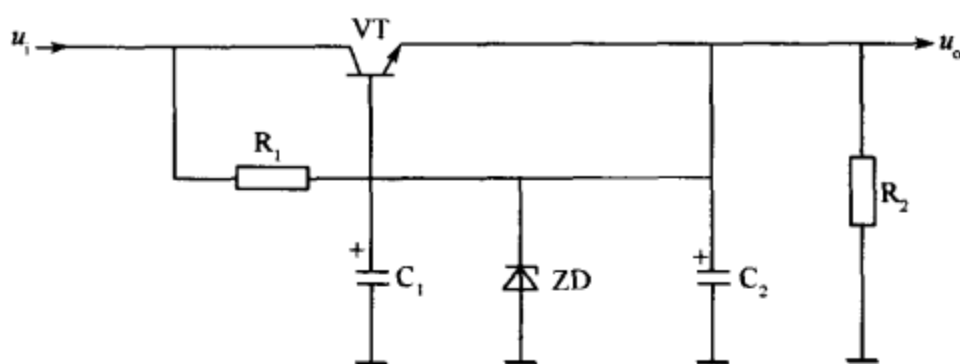


图 10-21 电子滤波器电路

方面也是滤波电阻。由于流过 R_1 的电流是 VT 的基极偏置电流,这一电流很小, R_1 的阻值可以取得比较大,这样 R_1 和 C_1 的滤波效果就很好,使 VT 基极上直流电压中的交流成分很少。由于发射极电压具有跟随基极电压的特性,这样 VT 发射极输出电压中交流成分也很少,达到滤波的目的。

电子滤波器电路中,滤波主要靠 R_1 和 C_1 实现,这也是 RC 滤波电路,但与前面介绍的 RC 滤波电路不同,这一电路中流过负载的直流电流是 VT 的发射极电流,流过滤波电阻 R_1 的电流是 VT 的基极电流,基极电流很小,可以使滤波电阻 R_1 的阻值设得很大(滤波效果好),但不会使直流输出电压下降很多。

电路中, R_1 的阻值大小决定了 VT 的基极电流大小,从而决定了 VT 集电极与发射极之间的管压降,也决定了 VT 发射极输出直流电压的大小,所以改变 R_1 的大小,可以调整直流输出电压 U_o 的大小。

电子滤波器电路本身只起滤波作用,没有稳压作用,对电路进行适当改进后能使输出电压比较稳定。如图 10-21 所示,在 VT 管基极与地端之间接入了稳压二极管 ZD 后,由于稳压二极管的稳压特性使 VT 的基极电压稳定,这样 VT 发射极输出的直流电压也比较稳定。在加入稳压二极管 ZD 后,改变 R_1 的大小时不能改变 VT 发射极输出电压的大小,此时发射极输出电压比 ZD 的稳压值略小。

一些场合下,为了进一步提高滤波效果,可采用双管电子滤波器电路,两只电子滤波管构成了复合管电路,这样总的电流放大倍数为各管电流放大倍数之积,显然可以提高滤波效果。

第四节 直流稳压电路

在家用电器、通信设备和很多电子仪器中,都要求使用电压稳定的直流电源。电源电压的稳压程度,往往会直接影响电子设备的性能和工作质量。前面介绍的整流滤波电路,只能把电网的正弦交流电压变换成波形平滑的直流电压,但是,电网电压的波动或负载电流的变动,都会引起输出直流电压在数值上不稳定。为此,电源电路除整流、滤波外还需引入稳压环节,使输出的直流电压保持稳定。常用的稳压电路主要有硅稳压管稳压电路、串联型稳压电路等,下面分别进行介绍。

一、硅稳压管稳压电路

硅稳压管稳压电路是通过改变与负载并联的稳压管的电流来实现稳压的,所以属于

并联型稳压电路。硅稳压管稳压电路的具体工作原理在第一章已作介绍,这里不再重复。

硅稳压管稳定电流允许的变化范围在 $I_{zmin} \sim I_{zmax}$ 之间,允许的负载电流很小(不超过几十毫安),所以,当输出电压不需调节,负载电流比较小的情况下,硅稳压管稳压电路的效果较好。但是,硅稳压管稳压电路还存在以下缺点:第一,输出电压由稳压管的型号决定,不可随意调节;第二,硅稳压管稳压电路一般只用作电路前级的稳压和其他电源电路的基准电压,不能用作电子电路或整机的能源。第三,当电网电压和负载电流的变化范围较大时,硅稳压管稳压电路将不能适应。为了改进上述缺点,可以采用串联型直流稳压电路。

二、串联型稳压电路

1. 简单串联型稳压电路

硅稳压管稳压电路,实际上是通过并联于负载两端的稳压管中电流的变化,由降压电阻上的压降来补偿输出电压的变化,以达到稳压的目的。如果在负载电路中串联一个可变电阻,如图 10-22(a)所示。当输入电压 U_i 升高时,增大可变电阻 R ,使 R 上的压降增加以抵偿 U_i 的增加, U_o 因而可以近似保持不变;反之,当 U_i 降低时,减小 R ,使 R 上的压降减小,负载电压 U_o 仍然保持近似不变。负载电流变化时,同样,可以通过改变 R 的阻值,用 R 上的压降来补偿负载电压的变化,这就是串联式稳压的基本原理。

当然,可变电阻阻值的改变不能用手动调节的方法来实现,必须采用自动调节的办法。我们知道,晶体管相当于一个可变电阻,用晶体管 VT 代替图 10-22(a)中的可变电阻 R ,就得到图 10-22(b)所示的串联式晶体管稳压电路。只要控制晶体管基极电流 I_B 的大小,就可以改变集电极电流 I_C 和集-射极电压 U_{CE} 。这就相当于接入一个可变电阻,也就是晶体管在串联式晶体管稳压电路中的作用。这个晶体管通常称为调整管。当然,调整管的基极电流也不是靠手动控制的,而是通过控制电路来进行调节的。

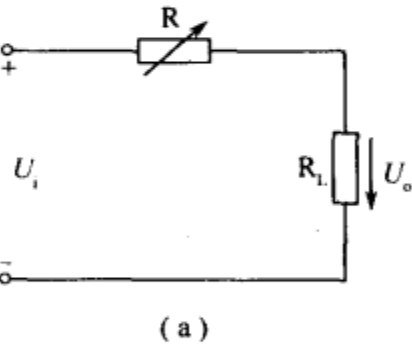


图 10-22 串联型稳压原理

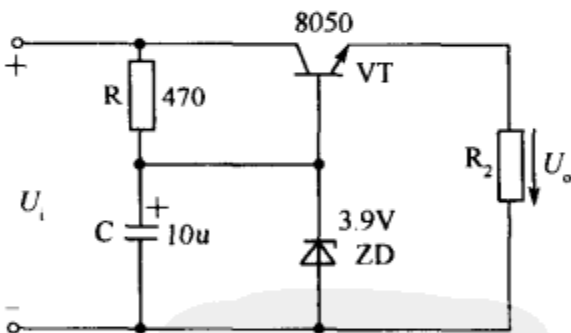
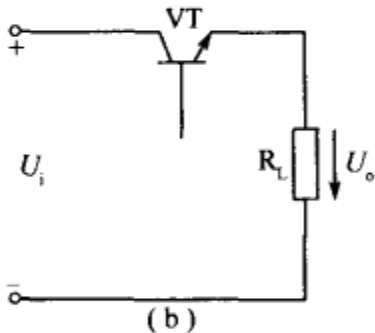


图 10-23 简单晶体管串联型稳压电路

图 10-23 是一个最简单的晶体管串联型稳压电路,稳定电压约 3.3V,这个电路和前面介绍的电子滤波电路基本一致。图中 R 和 ZD 组成基本稳压电路,在 ZD 上取得稳定的基准电压 U_z ,调整管 VT 的基-射极电压 U_{BE} 决定于负载电压 U_o 和基准电压 U_z 的大小,即 $U_{BE} = U_z - U_o$ 。假如由于某种原因而使负载电压 U_o 降低时,因为基准电压 U_z 不变,于是 U_{BE} 随着 U_o 的降低而增加,晶体管基极电流 I_B 和集电极电流 I_C 也都增加,集-射极电压 U_{CE} 因而减小。因此,负载电压 U_o 回升,使它维持近似不变。如果输出电压升高,则自动调整过程相反。

图 10-23 中的电路可提供几十毫安至二三百毫安的电流,如果 U_{CE} 较小,则输出电流

可更大,所以,它的带负载能力明显比稳压管稳压电路强。

改变 R 和 ZD 的值可产生各种不同的基准电压值,但应合理选用 R 的值,使 $\frac{U_i - U_z}{R}$ 在稳压管正常工作的陡降区;若 R 太大,流过 ZD 的电流太小,则稳压管两端电压会小于 U_z ,所以输出电压 U_o 达不到设计要求;反之,若 R 太小,流过 ZD 的电流太大,当输入电压升高时,流过 ZD 的电流会更大,可能超过稳压管的最大功耗,从而损坏稳压管。

方法技巧:下面简要介绍限流电阻 R 电阻值的确定。

假设输入电压 U_i 为 $6.5V$, U_z 为 $3.9V$,则电阻 R 两端的电压为 $2.6V$,若三极管 VT 的电流放大倍数 β 为 100 ,那么,当要求输出电流为 $100mA$ 时,其极最小电流为 $1mA$,当然,我们并不知道 R 取多大合适,首先设 R 取 $1k\Omega$,则流过电阻 R 的电流为 $2.6V/1000\Omega = 2.6mA$,于是,流经稳压管的电流只有 $2.6mA - 1mA = 1.6mA$,根据经验值,这个电流不足以使稳压管工作在陡降区,所以,输出电压偏低且不稳定。因为一般稳压管需要 $5mA \sim 20mA$ 的电流才能工作在陡降区。

假设电阻 R 取 22Ω ,则流过电阻 R 的电流为 $2.6V/22\Omega \approx 118.2mA$,于是,流经稳压管的电流为 $118.2mA - 1mA = 117.2mA$,这时,稳压管的功耗为 $P = 0.1172A \times 3.9V \approx 0.457W$,若稳压管的最大功耗为 $0.5W$,则电路工作在临界状态,当输入电压稍微增大就可能超过最大功耗,甚至烧坏稳压管,导致电路故障。

从上面的计算可以看出,电阻 R 不能太大,也不能太小,实际电路中,一般取 R 为 470Ω 是一个比较理想的参数,当然,若输入电压 U_i 为 $5V$ 时, R 取 470Ω 就偏大了,读者可自行分析。

* 阅读材料 双电源稳压电路

图 10-24 为对称全波整流双电源稳压电路,它的电路特征是变压器次级线圈有中心抽头,且抽头接地,采用四只整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 。稳压输出 U_{o1} 约为 $3.3V$, U_{o2} 约为 $-3.3V$ 。

$C_1 \sim C_4$ 分别跨接在整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 两端,它们的用途是一样的,对直流或 $50Hz$ 的工频而言,由于容量太小,可认为是开路的,这些电容有两个作用:一是保护整流二极管;二是防止外电网中高频干扰信号通过电源窜入后级电路。

若没有 $C_1 \sim C_4$,在刚开机时,由于滤波电容(接在整流二极管负极和地之间,图中未画出)两端的电压不能突变,这样,将有很大的电流流过 $VD_1 \sim VD_4$,有可能使它们因过流而烧坏;加入 $C_1 \sim C_4$ 后,开机时, $C_1 \sim C_4$ 的电压不能突变,这时相当于 $C_1 \sim C_4$ 分别给 $VD_1 \sim VD_4$ 短路,开机时的大电流流过 $C_1 \sim C_4$ 而不流过整流管,从而达到保护 $VD_1 \sim VD_4$ 的目的。

通常情况下市电均含有高频干扰信号,这一干扰信号也将与市电一同加到 $VD_1 \sim VD_4$ 上,若没有 $C_1 \sim C_4$,这一干扰信号将被 $VD_1 \sim VD_4$ 整流而窜入直流电压中,使直流工作电压上有干扰成分的存在。接入 $C_1 \sim C_4$ 后,因它们对高频干扰信号容抗很小,相当于短路,直流工作电压中便无干扰成分的存在,且负载干扰信号也不会反馈到电网中。

实际电路中,整流二极管负极和“地”之间并联有容量较大的滤波电容(图中未画出),另外还会并接 1 个或 2 个容量较小的瓷片电容(图中未画出),对电源窜入的高频干扰信

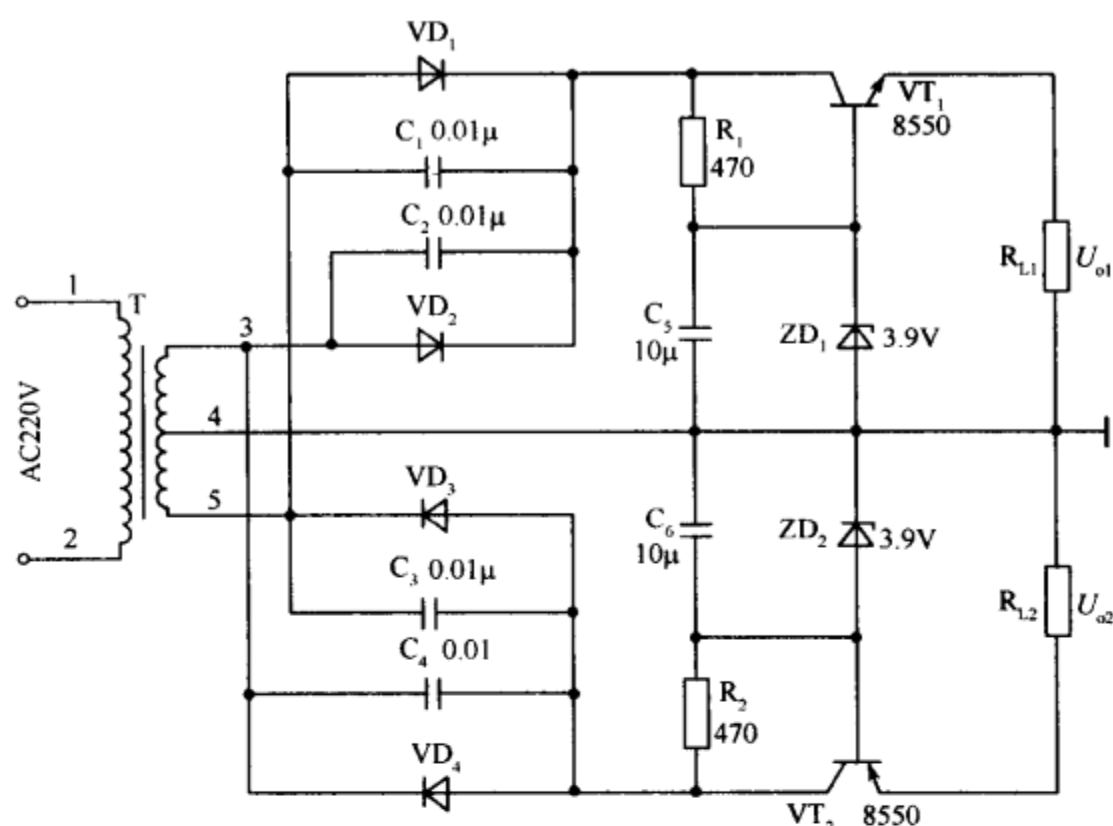


图 10-24 对称全波整流双电源稳压电路

号再将进行过滤。

2. 典型串联型稳压电路分析

假如在前面介绍的简单串联稳压电路上加一个放大环节，即使有较小的输出电压的变化，也能维持输出电压稳定，稳压电源的稳定程度便得到大大地提高。图 10-25(a)是带有放大环节的典型串联式晶体管稳压电路，图(b)是其组成框图。

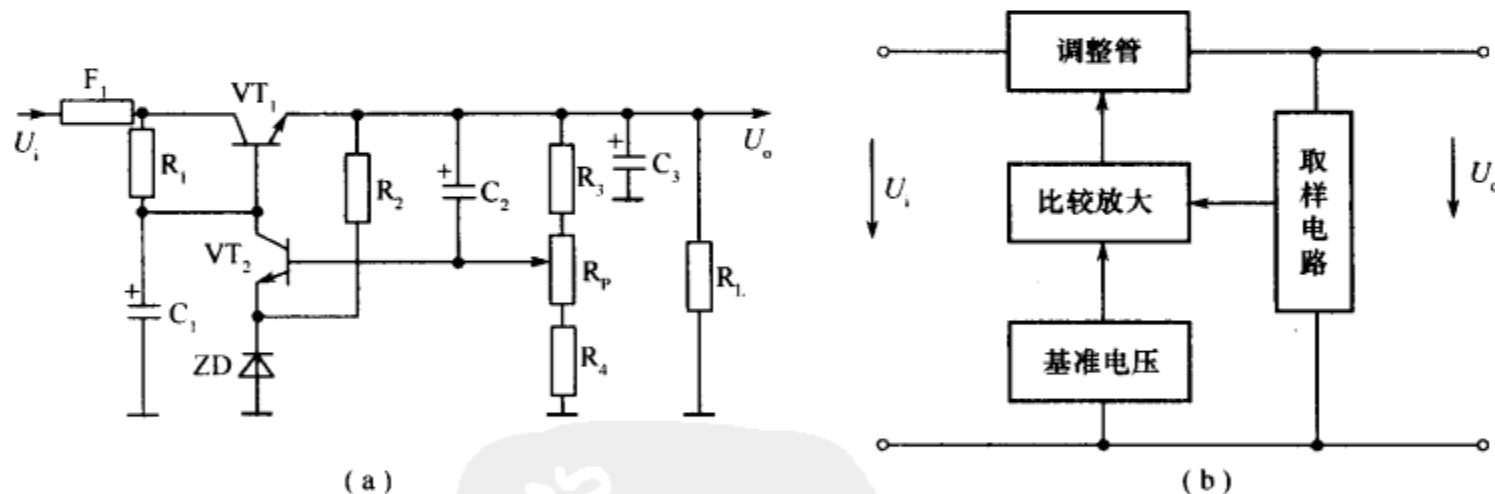


图 10-25 典型串联型稳压电路及其框图

(a) 电路图；(b) 框图。

(1) 电路组成

串联型稳压电路主要由以下四个部分组成。

①取样电路：取样电路由 R_3 、 R_4 、 R_p 组成的电阻分压器构成，它将输出电压 U_o 的一部分取出送到放大环节。图中的电位器 R_p 调节输出电压。

②基准电压：基准电压部分由稳压管 ZD 和 R_2 构成的电路取得，稳压管上电压 U_Z 是一个稳定性较高的直流电压，作为调整、比较的标准， R_2 是稳压管的限流电阻。

③比较放大电路：比较放大是一个由晶体管 VT_2 构成的直流放大电路，它的基—射

极电压 U_{BE2} 是采样电压与基准电压之差,将这个电压差值进行放大再去控制调整管 VT_1 。 R_1 是 VT_2 的负载电阻,同时也是调整管 VT_1 的偏流电阻。比较放大电路也可采用差动放大电路或运算放大器。

④调整管:调整管由工作于线性区的功率管 VT_1 组成,它的基极电流受比较放大电路输出信号控制,根据比较放大电路给出的信号去调整输出电压 U_o 。

(2)工作原理

图 10-25(a)所示串联型晶体管稳压电路的工作情况如下:

设由于某种因素的影响导致输出电压 U_o 在增大,通过取样电路使 VT_2 的基极电压增大。由于 VT_2 发射极电压是稳压二极管上的电压,所以这一电压是稳定的。这样, VT_2 的正向偏置电压 U_{BE2} 在增大,使 VT_2 的集电极电压下降,即 VT_1 的基极电压在下降,使 VT_1 的正向偏置电压减小,导致 VT_1 集电极与发射极之间的电压降增大,结果使输出电压 U_o 减小,达到稳定输出电压 U_o 的目的。同理,当输出电压 U_o 由于某种因素而下降时,使输出电压已升高,达到稳定输出电压 U_o 的目的。

将 R_p 的滑动片向上端调整时,使 VT_2 的基极电压升高, VT_2 的集电极电压下降, VT_1 的基极电压降低, VT_1 的工作电流减小, VT_1 集电极与发射极之间的管压降增大,使输出电压 U_o 减小。反之,当将 R_p 滑动片向下调整时,能将输出电压 U_o 升高,这样就可以调整输出电压 U_o 的大小。

电路中,电容 C_1 和 C_3 是滤波电容。电容 C_2 是加速电容,它能够提高稳压电路的反应速度。当输出电压已变大或变小时,由于 C_2 两端的电压不能突变,这样输出电压 U_o 的大小变化就通过 C_2 直接加到取样放大管 VT_2 的基极,使 VT_2 迅速动作,提高了稳压电路稳定输出电压的速度。

3. 调整管的选择

调整管是串联型直流稳压电路的重要组成部分,担负着调整输出电压的重任。它不仅需要根据外界条件的变化,随时调整本身的管压降,以保持输出电压稳压,而且还要提供负载所要求的全部电流,因此三极管的功耗比较大,通常采用大功率的三极管。为了保证调整管的安全,在选择三极管的型号时,应对三极管的主要参数进行初步的估算。

(1)集电极最大允许电流 I_{CM}

流过调整管集电极的电流,除负载电流流入以外,还有流入取样电路的电流。假设流过取样电路的电流为 I_R ,则选择调整管时,应使其集电极的最大允许电流 I_{CM} 大于 I_R 和负载电流最大值之和。

(2)集—射极之间的最大允许反向电压 BU_{CEO}

稳压电路正常工作时,调整管上的电压降约为几伏。若负载短路,则整流滤波电路的输出电压 U_i 将全部加在调整管两端。在电容滤波电路中,输出电压的最大值可能接近于变压器副边电压的峰值,再考虑电网可能有 $\pm 10\%$ 的波动,因此,根据调整管可能承受的最大反向电压,应选择三极管的参数为

$$BU_{CEO} \geq 1.1 \times \sqrt{2} U_2$$

式中: U_2 为空载时整流滤波电路的输出电压。

(3)集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

调整管集电极消耗的功率 P_{CM} 等于三极管集—射极电压与流过三极管的电流之乘

积,而调整管两端的电压又等于 U_i 与 U_o 之差,即调整管的功耗为

$$P_C = U_{CE} I_C = (U_i - U_o) I_C$$

可见,当电网电压达到最大值,而输出电压达到最小值,同时负载电流也达到最大值时,调整管的功耗最大,所以,应根据下式来选择调整管的参数 P_{CM} ,即

$$P_{CM} \geq (U_{i\max} - U_{o\min}) I_{C\max}$$

调整管选定以后,为了保证调整管工作在放大状态,三极管集—射极的电压降不宜太小,通常使 $U_{CE} = (3 \sim 8) V$ 。

4. 稳压电路的过载保护

串联型晶体管稳压电路中,调整管和负载串联,全部负载电流流过调整管,使用中如果不慎将输出短路或出现过电流时,调整管将流过很大电流,而且几乎全部整流输出电压都会加在调整管 c、e 之间,使调整管严重过载而损坏。为此,串联稳压电路中一般都设有过流、过热保护和调整管安全工作区保护电路。当电流超过某一数值时,保护电路动作,自动限制输出电流的大小,使调整管免遭损坏。一旦外电路故障排除,电路又自动恢复工作。稳压电路的过载保护电路大致可分为电流限制型和电流截止型保护电路两类。

(1) 电流限制型保护电路

电流限制型保护电路如图 10-26 虚线框内所示。主要保护元件是串接在调整管发射极回路中的检测电阻 R_0 和保护三极管 VT_3 , R_0 的阻值很小,一般为 1Ω 左右。

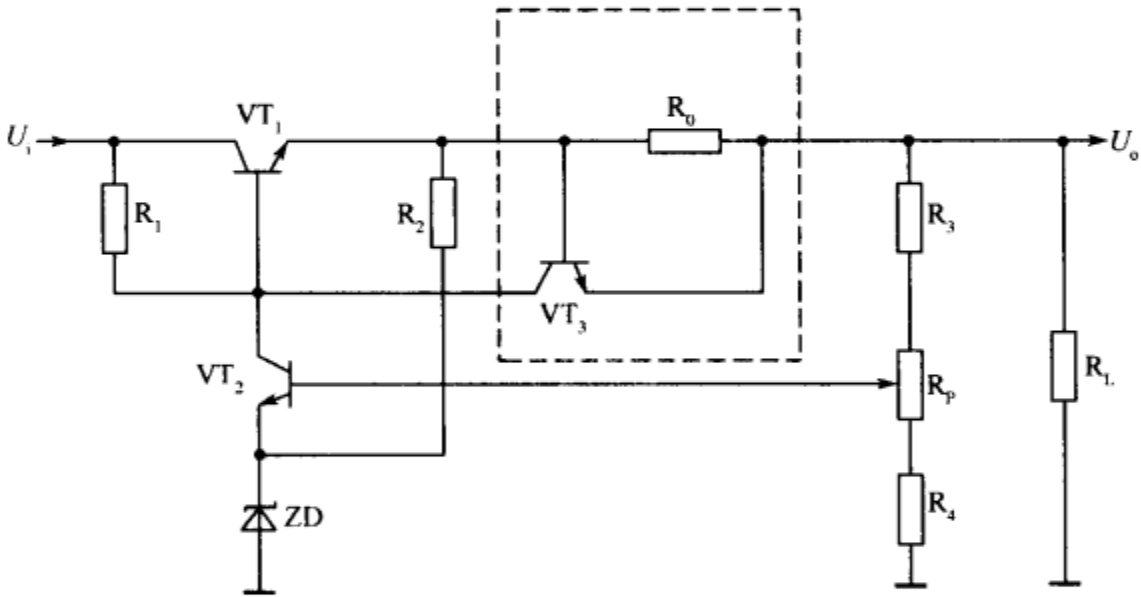


图 10-26 电流限制型保护电路

稳压电路正常工作时,负载电流不超过额定值,电流在 R_0 上的压降很小,故三极管 VT_3 截止,保护电路不起作用。当负载电流超过某一临界值后, R_0 上的压降使 VT_3 导通,由于 VT_3 中流过一个集电极电流,将使调整管 VT_1 的基极电流被分流掉一部分,于是限制了 VT_1 中电流的增长,保护了调整管。

(2) 电流截止型保护电路

电流限制型保护电路虽然能够限制过大的输出电流,但当负载短路时,整流滤波后的输出直流电压将全部加在调整管的两端;而且,此时通过调整管的电流也相当大,此时消耗在调整管上的功率仍很可观。如果按照这种情况来选择调整管,势必要求其容量的额定值比正常情况高出许多倍,很不经济。因此,在容量较大的稳压电路中,希望一旦发生过载,输出电压和输出电流同时下降到较低的数值,这样的保护电路称为电流截止型保护

电路,如图 10-27 所示,它由晶体管 VT_3 和分压电阻 R_5 、 R_6 组成。

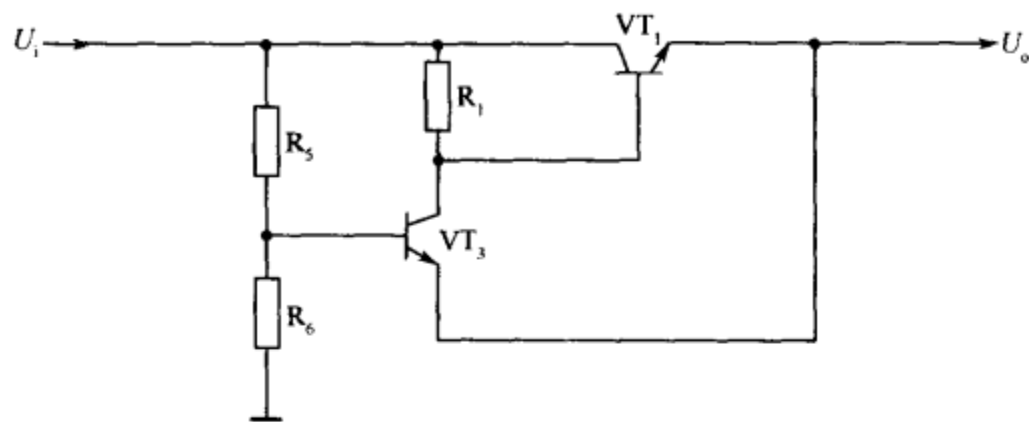


图 10-27 电流截止型保护电路

在稳压电路处于正常工作状态时,通过电阻分压器取得的 VT_3 基极电位 U_{B3} 低于发射极电位 U_{E3} ,所以 VT_3 截止,对稳压电路不起作用。当电路输出端发生短路时, $U_o=0$,所以 $U_{E3}=0$,使 VT_3 饱和导通,其饱和压降 U_{CE3} 将 VT_1 的发射结短路,迫使调整管 VT_1 截止,其集电极与发射极电流为零,实现了电流截止保护。

图 10-28 虚线框内所示电路是另一种电流截止型保护电路,在稳压电路正常工作时,流过检测电阻 R_0 的电流不够大, R_0 上的电压降不足以使保护管 VT_3 导通,对稳压电路没有影响。发生过载和短路时, R_0 上的压降增大,使 VT_3 饱和导通,相当于将调整管 VT_1 的发射结短路,迫使 VT_1 截止,起到了保护作用。

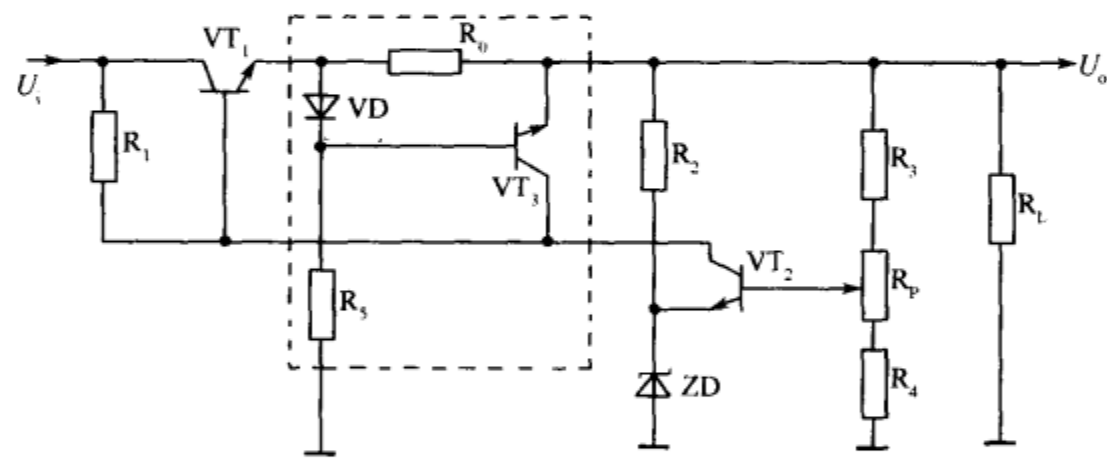


图 10-28 另一种形式的电流截止型保护电路

稳压电路的保护电路类型很多,除了以上介绍的几种过流保护电路以外,还有过压保护、过热保护等,这里不再一一分析。

三、开关电源

前面介绍的串联型稳压电路以及集成稳压器均属于线性稳压电路,这是由于其中的调整管总是工作在线性放大区。线性稳压电路的优点是结构简单,调整方便,输出电压脉动较小。但是这种稳压电路由于是通过改变功率调整管的管压降 U_{CE} 实现稳压的,调整管上流过全部负载电流,管压降较大,所以它的功率损耗很大,有时处于极限运用状态,工作效率较低,通常只有 30% ~ 60%。为了提高工作效率,研制了开关型稳压电路,开关型稳压电路打破了传统的稳压模式,它的调整元件工作在开关状态,即通过调整开关元件的开关时间来实现稳压。由开关型稳压电路构成的电源称为开关电源,开关电源具有体积

小、质量轻、功耗小、稳压范围宽等特点,在家用电器以及其他设备中得到越来越多的应用。图 10-29 为开关电源示意图及输入、输出波形。

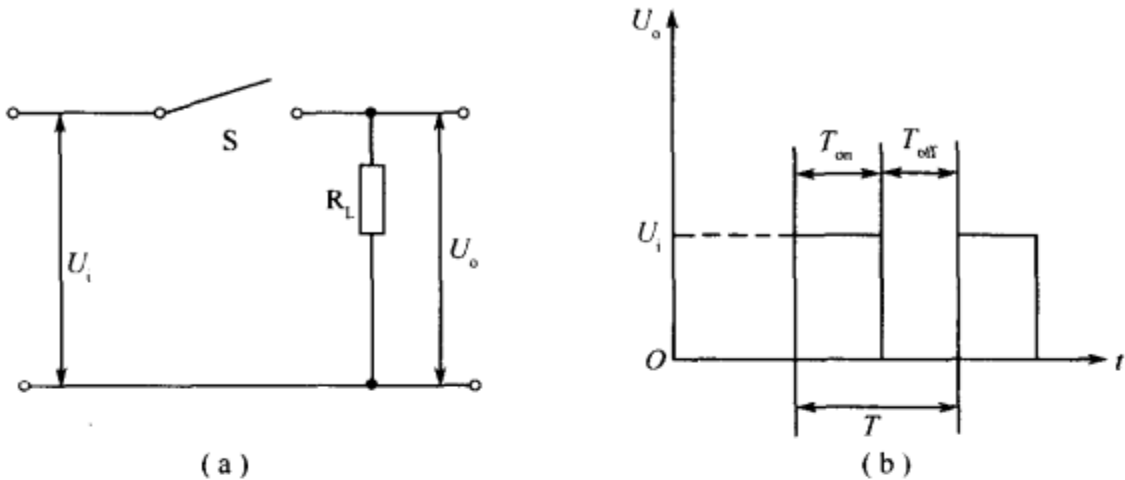


图 10-29 开关电源示意图及输入/输出波形
(a)示意图;(b)输入/输出波形。

图中, U_i 为整流后不稳定的直流电压; U_o 为经过斩波的输出电压; S 为开关控制器件; R_L 为负载; T 为开关启闭周期; T_{on} 为开关闭合时间,即导通时间; T_{off} 为开关断开时间,即截止时间。

1. 开关电源的特点

开关电源具有以下特点。

(1) 效率高

开关电源的调整管工作在开关状态,可以通过改变调整管导通与截止时间的比例来改变输出电压的大小。当调整管饱和导电时,虽然流过较大的电流,但饱和管压降很小;当调整管截止时,管子将承受较高的电压,但流过调整管的电流基本等于零。可见,工作在开关状态调整管的功耗很小,因此,开关电源的效率较高,一般可达 65%~90%。

(2) 体积小、质量轻

因调整管的功耗小,故散热器也可随之减小。而且,开关电源还可省去 50Hz 工频变压器,而开关频率通常为几十千赫,故滤波电感、电容的容量均可大大减小,所以,开关电源与同样功率的线性稳压电路相比,体积和质量都将小得多。

(3) 对电网电压的要求不高

由于开关电源的输出电压与调整管导通与截止时间的比例有关,而输入直流电压的幅度变化对其影响很小,因此,允许电网电压有较大的波动。一般线性稳压电路允许电网电压波动 $\pm 10\%$,而开关型稳压电路在电网电压为 140V~260V;电网频率变化 $\pm 4\%$ 时仍可正常工作。

(4) 调整的控制电路比较复杂

为使调整管工作在开关状态,需要增加控制电路,调整管输出的脉冲波形还需经过 LC 滤波后再送到输出端,因此相对于线性稳压电路,其结构比较复杂,调试比较麻烦。

(5) 输出电压中纹波和噪声成分较大

因调整管工作在开关状态,将产生尖峰干扰和谐波信号,虽经整流滤波,输出电压中的纹波和噪声成分仍较线性稳压电路为大。

2. 开关电源的分类

开关型稳压电路的类型很多,而且可以按不同的方法来分类。

(1)按开关控制器件的连接方式分

按开关控制器件的连接方式,开关电源可分为串联型和并联型。

串联型开关电源:串联型开关电源如图 10-30 所示。

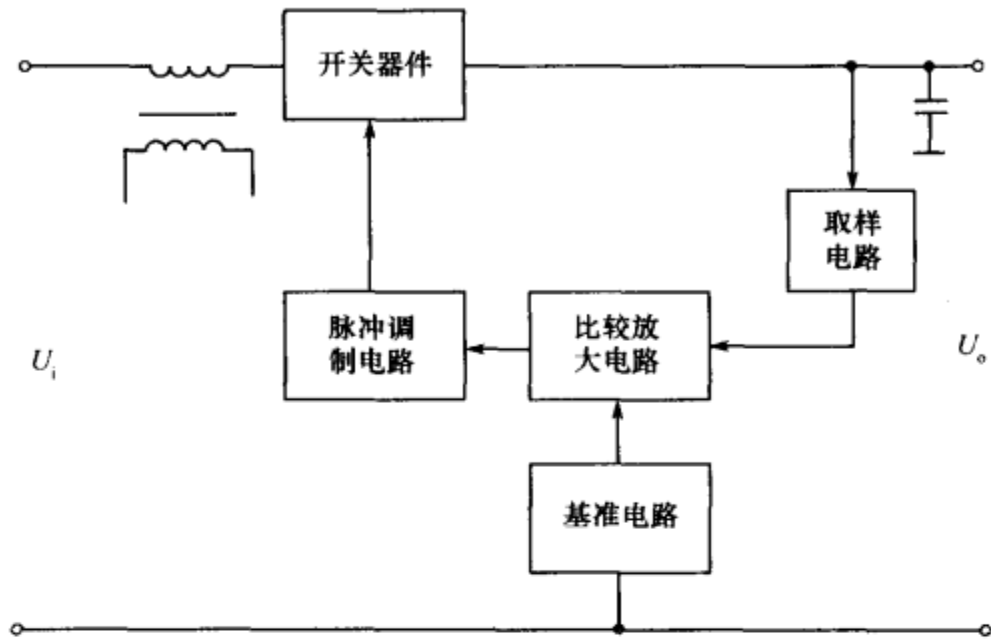


图 10-30 串联型开关电源示意图

串联型开关电源的开关控制器件和脉冲变压器串联在输入电路和负载之间。这种开关电源具有带负载能力强、开关管反峰电压低、元件少等优点;缺点是不能多路输出整机所需的直流电压,而且由于这种类型的开关电源的底板带电,不方便安装接口电路。

并联型开关电源:并联型开关电源如图 10-31 所示。

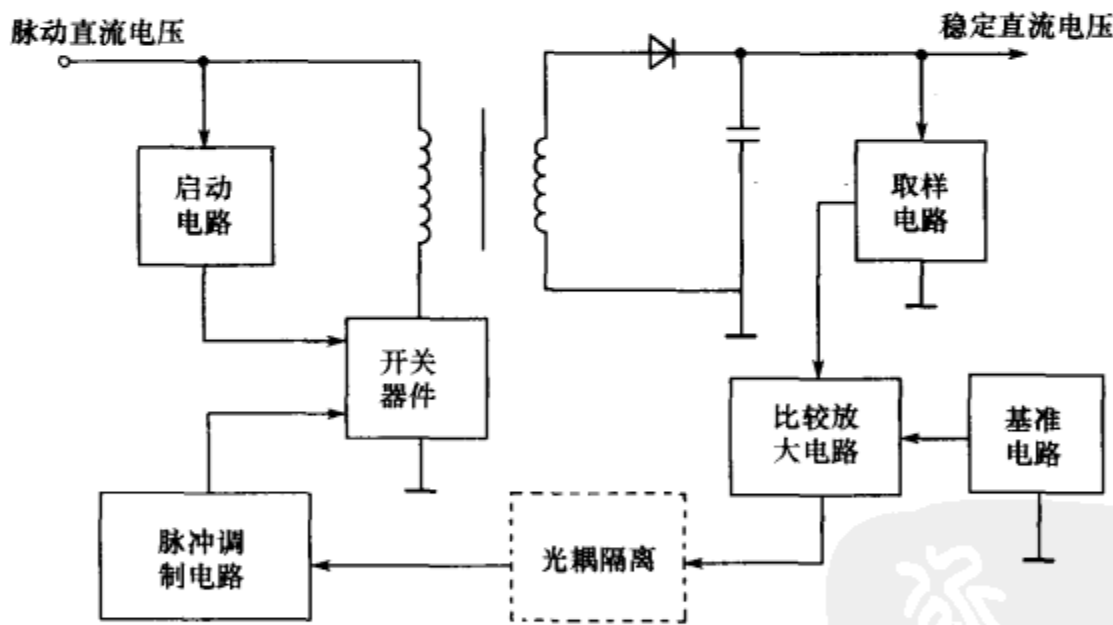


图 10-31 并联型开关电源示意图

并联型开关电源是将开关器件和开关变压器并联在输入电压与输出电压之间,通过不同的脉冲变压器次级绕组抽头,产生几组不同的直流电压输出,以满足不同的电压要求,图 10-31 中的光耦器有的电路采用,有的电路不采用。

并联型开关电源具有如下优点:

①能向负载电路提供多组直流电压,这不但简化了行输出级电路,而且降低了行输出变压器的故障率。

②由于开关变压器的初次级是完全隔离的,使整机电路与开关电源不共地,这不但提

高了安全性,而且方便安装接口电路。

③稳压范围宽,只要略微改变开关脉冲的占空比,便能达到输出电压的稳定。

但是,并联型开关电源也存在不少缺点:

④开关管截止时,其开关管c极承受的最高峰值电压为 $U_i + U_o$;开关管饱和时次级整流管承受的最高峰值电压也为 $U_i + U_o$,所以对电源开关管及开关变压器次级所接的整流管的耐压要求较高。

⑤负载发生短路时,开关变压器各绕组呈现低阻,这有可能导致开关管因开启损耗大而损坏。

⑥开关管饱和时开关变压器储存能量,开关管截止时开关变压器向负载释放能量,所以要求开关变压器的电感要足够大,才能满足负载在一个周期内所需要的能量。

⑦在开关管饱和期间,开关管集电极电流几乎是线性增长的,开关管基极电流随着电容C的充电而逐渐下降。为了保证截止前瞬间仍能饱和,正反馈脉冲电压必须达到规定值,否则在开关管饱和后期,开关管会因激励不足而损坏。

正因为并联型开关电源存在这些缺点,所以并联型开关电源除了由启动电路、振荡形成电路、误差取样放大电路和脉宽调节电路组成的常规电路外,并联开关电源为了保证开关电源和负载电路可靠地工作,还设置许多附属电路。例如,为防止开关管因开启损耗大或关断损耗大而损坏,设置了开关管恒流激励电路;为了防止负载短路使开关管因过流损坏,设置了开关管过流保护电路;为了防止开关管和负载元器件因过压损坏,设置了过压保护电路;为了防止开关管因二次击穿损坏,设置了尖峰吸收电路;为了防止市电过低,使开关管因开启损耗大而损坏,设置了欠压保护电路。这些附属电路的加入使电源电路工作的安全性及可靠性大大提高,但同时也使电路的结构更加复杂,元件数量大大增多,从而导致检修难度加大。

(2)按激励脉冲产生方式分

不管何种开关电源,开关管必须工作在开关状态,所以开关管基极所加的激励电压是脉冲电压,按激励脉冲的产生分类,有自激式和他激式两种。

自激式开关稳压电源:自激式开关稳压电源利用电源电路中的开关管、高频变压器构成正反馈环路,来完成自激振荡,使开关稳压电源有直流电压输出。由于自激式开关电源的开关管兼振荡管,不专设振荡器,也无专门的振荡启动电路,电路较简单。

他激式开关稳压电源:他激式开关稳压电源电路的开关管不参与激励脉冲的振荡过程,必须附加有振荡启动电路和振荡器,振荡器产生开关脉冲,来控制电源中开关管的导通与截止,使电源电路开关工作而有直流电压输出。他激励脉冲的振荡电路产生,可用分立元件,也可用集成电路。由于采用分立元件的振荡器,电路比较复杂,因此一般都采用集成电路,整成电路比较简捷,而且功能比较强,能够完成振荡、自动稳压、过流、过压保护等功能。相对于自激式开关电源,他激式开关电源电路较复杂。

不管采用何种激励方式,都要有足够的驱动功率,比如在开关管饱和期间,要求有足够大的基极电流,以维持开关管的饱和导通,这时基极电流应满足 $I_b > I_{cp} / \beta$ (I_{cp} 为开关管集电极的峰值电流)的条件,否则开关管就会因激励不足而不能完全饱和,压降增大,功耗增大,开关管过热,容易造成损坏;而在开关管由饱和变为截止时,基极必须加反向电压,形成足够的基极反向抽出电流,使开关管急剧地截止,以缩短开关管截止转换时间,减小

其关断损耗。

(3)按稳压控制方式分

一般开关电源都要经过稳压措施来保证开关电源输出端电压的稳定,否则当市电电压或负载电流发生变化时,将导致输出端电压发生变化。稳压控制电路最终是通过控制开关管的导通时间来实现稳压控制的。按开稳压控制方式方式分,开关电源可分为脉冲调宽式、脉冲调频式、脉冲调频调宽式三种。

通过计算可以得出输出电压 U_o 的计算公式,即

$$U_o = \frac{T_{on}}{T} U_i$$

式中: $\frac{T_{on}}{T}$ 为占空比。由公式可知,改变 T_{on} 或 T ,就可以控制输出直流电压的大小。若只改变 T_{on} 而保持 T 不变,这种控制方法则称为脉冲调宽式调制法;若只改变 T 而保持 T_{on} 不变,这种控制方法则称为脉冲调频式调制法;若同时改变 T_{on} 和 T ,这种控制方法则称为脉冲调频调宽式调制法。

(4)按开关管的数量分

开关电源主要有单端变换器与半桥谐振式变换器两种。单端变换器就是利用一个电源开关管作为功率变换器件;半桥谐振式变换器不但有两个开关管,而且是通过电容的充、放电与电感(开关变压器初级绕组)产生谐振电动势,来完成能量变换的。

3. 开关电源的基本工作原理

(1)串联型开关电源

图 10-32 为自激串联型开关电源基本原理图。其中 VT 为电源开关管,受激励脉冲的控制,工作在截止与饱和状态; C_1 是市电电压整流滤波电路中的滤波电容; VD 为续流二极管,它的作用是在开关管截止时为负载提供供电通路; L 为储能电感(即开关变压器); C_2 为开关电源输出端滤波电容。

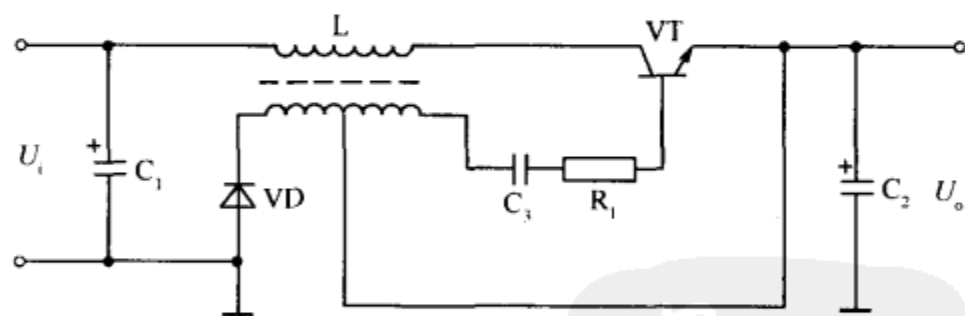


图 10-32 自激串联型开关电源基本原理

在开关管 VT 饱和导通期间, C_1 正极的直流电压 U_i 经过 $L \rightarrow VT \rightarrow C_2$ 的正极 $\rightarrow C_2$ 的负极充电。一方面使 C_2 两端建立直流电压;另一方面使储能电感 L 中的磁能不断增大。当开关管 VT 截止期间, L 感应出左负、右正的电压,则 L 中的磁能经续流二极管 VD 向 C_2 及负载释放。开关电源输出端电压 U_o 的高低由 VT 的饱和导通时间的长短决定,即由基极激励脉冲宽度决定。而基极激励脉冲的宽度,由误差取样、放大电路决定。

重点提示:在串联型开关电源中如果没有续流二极管 VD,则当开关管突然由饱和导通转为截止时,由于 L 中的磁能不能释放,将感应出极高的电压。该电压极易导致开关管 VT 击穿。而接入续流二极管 VD 后,当开关管由饱和导通转为截止时, L 中的磁能通

过 VD 向 C_2 及负载电路释放,一方面使 L 两端的电压下降,使开关管集-射极压降为输入 U_i 值,并有足够的余量;另一方面,在 VT 截止期间,L 将通过续流二极管 VD 释放能量,使负载电路在开关管截止期间,得到能量的补充,这将使输出端电压更平滑,开关电源的效率更高。

(2) 并联型开关电源

图 10-33 为并联型开关电源的基本原理图。其中 VT 为开关管;T 为开关变压器,VD 为整流二极管;C 为滤波电容; R_L 为负载。

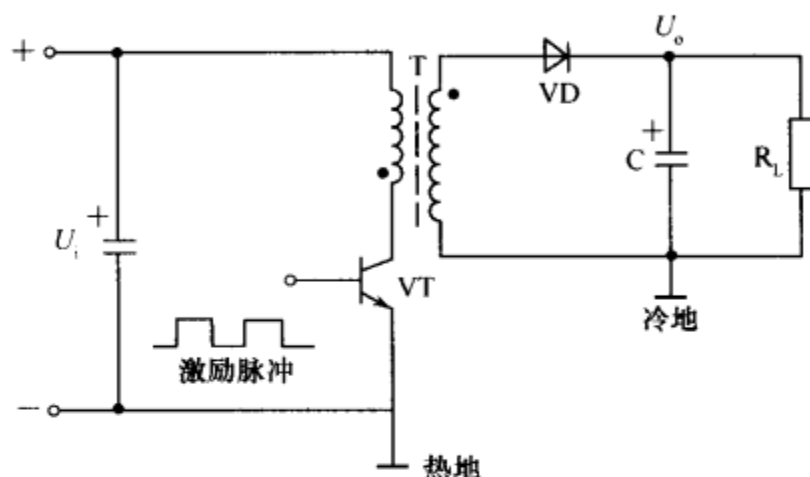


图 10-33 并联型开关电源基本原理

当激励脉冲为高电平时,使 VT 饱和导通,则 T 的初级绕组的磁能因 VT 的集电极电流逐渐升高而增加,由于次级绕组感应的电压的极性为上负、下正,所以整流管 VD 截止,电能便以磁能的形式储存在 T 中。当 VT 截止期间,T 各个绕组的脉冲电压反向,则次级绕组的电压变为上正、下负,整流管 VD 导通,T 储存的能量经 VD 整流向 C 与负载释放,产生了直流电压,为负载电路提供供电电压。

与串联型开关电源相反,并联型开关电源是反激式开关电源,即开关管 TV 导通期间,整流管 VD 截止;在开关管 VT 截止期间,整流管 VD 导通,向负载提供能量。所以,不但要求开关变压器 T 的电感、滤波电容 C 的容量大,而且开关电源的内阻较大。

4. 开关电源的稳压电路

为了使开关电源的输出电压不因市电电压、负载电流的变化而发生变化,必须通过稳压调节电路,来对开关管的导通时间进行控制,达到稳定输出电压的目的。稳压电路主要由误差取样、稳压调节电路构成。

(1) 误差取样电路

开关电源的误差取样电路主要由直接取样和间接取样电路两种。

①间接取样电路:间接取样电路的特点是在开关变压器上专设一个取样绕组,由于取样绕组和次取绕组采用紧耦合结构,所以,取样绕组被感应的脉冲电压的高低就间接地反映了输出电压的高低,因此,这种取样方式称为间接取样方式。这种取样方式的缺点是稳压瞬间响应差,当输出电压因市电电压等原因发生变化时,须经开关变压器的耦合才能反映到取样绕组,不但响应速度慢,而且不便于空载检修,检修时,应在主电源输出端接假负载。

②直接取样电路:顾名思义,直接取样电路的取样电压直接取自开关电源的主电源输出端,通过光电耦合器再反馈到电源电路的脉宽或频率调节电路。直接取样电路具有安全性能好、稳压反映速度快、瞬间响应时间短等优点。

(2) 稳压调节电路

稳压调节电路的主要作用是,在误差取样电路的作用下,通过控制开关管激励脉冲的宽度或周期,控制开关管导通时间的长短,使输出电压趋于稳定。

* 阅读材料 三端取样集成电路

在开关电源的稳压电路中,广泛采用三端取样集成电路,三端取样集成电路外形酷似三极管,但其内部结构和三极管却有着质的区别,下面以 TL431 为例进行说明。

TL431 是一个有良好的热稳定性能三端可调分流基准源。它的输出电压用取样端外接两个电阻就可以任意地设置到从 $V_{ref}(2.5V)$ 到 $36V$ 范围内的任何值。

TL431 外形结构如图 10-34(a)所示。三个引脚分别为阴极(K)、阳极(A)和取样(R,有时也用 G 表示)。图(b)是 TL431 的内部框图。

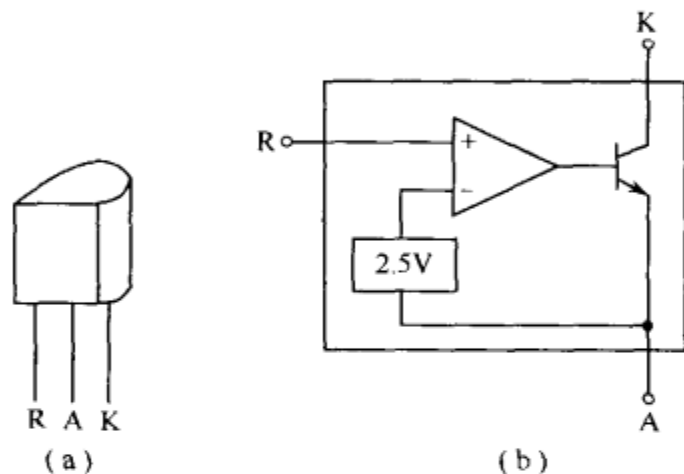


图 10-34 TL431 外形结构及内部框图

(a)TL431 外形结构;(b)TL431 的内部示意图。

从内部电路图 10-34(b)中可以看出,R 端接在内部比较放大器的同相输入端,当 R 端电压升高时,比较放大器的输出端电压也上升,即内部三极管基极电压上升,导致其集电极电压下降,即 K 端电压下降。

5. 开关电源的保护电路

开关电源的许多元件都工作在大电压、大电流条件下,为了保证开关电源及负载电路的安全,开关电源设置了许多保护电路。

(1) 尖峰吸收电路

由于开关变压器是感性元件,所以,在开关管截止瞬间,其集电极上将产生尖峰极高的反峰值电压,容易导致开关管过压损坏,为此,开关电源大都设置了如图 10-35 所示的尖峰吸收回路。

在图 10-35(a)所示的电路中,开关管 VT 截止瞬间,其集电极上产生的反峰值电压,经 C_1 、 R_1 构成充电回路,充电电流使尖峰电压被抑制在一定范围内,以免开关管被击穿,当 C_1 充电结束后, C_1 通过开关变压器 T 的初级绕组→滤波电容→地→ R_1 构成放电回路,因此,当 R_1 取值小时,虽然利于尖峰电压的吸收;但增大了开关管的开启损耗,当 R_1 取值大时,虽然降低了开关管的开启损耗,但降低了尖峰电压的吸收。

图 10-35(b)所示的电路是针对以上电路改进的,不但加装了二极管 VD_1 ,而且加大了 R_1 的值,这样,由于 VD_1 的内阻较小,利于尖峰电压的吸收,而 R_1 的取值又较大,降低

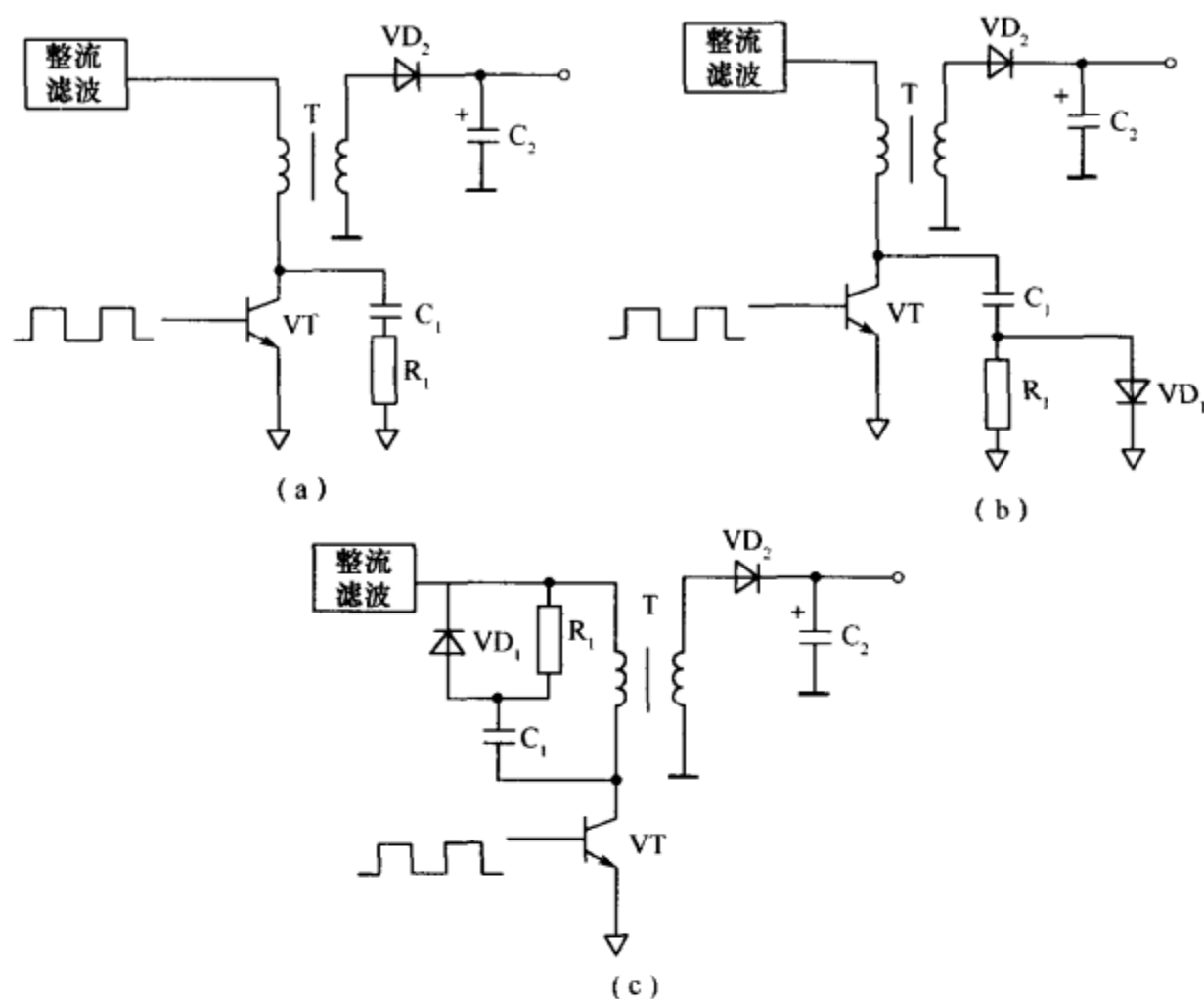


图 10-35 尖峰吸收电路

了开启损耗对开关管 VT 的影响。

图 10-35(c)所示的电路与 10-35(b)所示的电路工作原理是一样的,但吸收效果要更好一些。目前,彩色电视机和彩色显示器的开关电源尖峰吸收回路基本上都采用该电路形式。

(2) 过压保护

为避免因各种原因引起的输出电压升高,而造成负载电路的元件损坏,一般都设置过压保护电路。方法有多种,有在输出电压和地之间并联晶闸管 SCR 的,一旦电压取样电路检测到输出电压升高,就会触发晶闸管导通,起到过压保护的功能;也可以在检测到输出电压升高时,直接控制开关管的振荡过程,使开关电源停止工作。

(3) 过流保护

为了保护开关管因负载短路或过大而使开关管过流损坏,所以开关电源必须具有过电流保护功能。

最简单的过流保护措施是在线路中串入保险管,显示器和电视中所使用的保险管比较特殊,具有瞬间承受大电流冲击不会熔断的性能,称为延迟保险,这主要是为配合开机时的自动消磁特制的。因此在电流过大时,保险管的动作不会很及时,只能起慢速保护的作用。另外,在整流电路中常接有限流电阻,一般采用功率很大的水泥电阻,阻值为几欧姆,能起一定的限流作用。另一种比较有效的方法是在开关调整管的发射极(对三极管而言)或源极(对场效应管而言)串接一只过流检测小电阻,一旦由某种原因引起饱和时的电流过大,则过流检测小电阻上的压降增大,从而触发保护电路,使开关管基极上的驱动脉冲消失或调整驱动脉冲的脉宽,使开关管的导通时间下降,达到过流保护的目的。

有些开关电源还设有软启动保护电路、过激励保护电路、欠压保护电路等,这里不再一一介绍。

6. 实用开关电源分析

为便于读者对开关电源有一个清楚的认识,下面以彩色电视机常用的并联自激式开关电源为例进行分析,有关电路如图 10-36 所示。

1) 启动与振荡电路

接通电源后,220V 市电经 VD503~VD506 整流、C507 滤波,在滤波电容 C507 两端得到近 300V 直流电压,通过开关变压器 T511 的 3~7 绕组加到开关管 V513c 极。同时该电压还经启动电阻 R520~R522、R524 为 V513 的 b 极提供启动电流,使 V513 导通。T511 的 3~7 绕组中有电流通过并感应出 3 正、7 负的感应电压,同时 1~2 反馈绕组也感应出 1 正、2 负的反馈电压。该电压经 R519、C514、R524 加至 V513 的 b 极,使 V513 迅速饱和导通。在此过程中流过 3~7 绕组的电流成线性增大,当 V513 的 b 极电流不能维持集电极电流继续增大的需要时,感应电压消失,V513 的 b 极电流减小。这时 V513 的导通由 C514 放电继续维持,其路径为 C514 上端→R524→V513 的 b、e 结→T511 的 2~1 绕组→R519→C514 下端。随着 C514 放电的继续,V513 的 b 极电位逐渐降低,直至 V513 退出饱和区而进入放大区。此时由于 V513 集电极电流突然发生变化,致使 3~7 绕组产生与上述相反的感应电压(即 3 负、7 正)。同时,1~2 反馈绕组的感应电压也变为 1 负、2 正,该电压迅速加至 V513 的 b 极,并使 V513 截止。截止后,300V 电压与 1~2 绕组之间的反馈电压对 C514 充电(上正、下负),使 V513 的 b 极电位上升,经过一段时间后,V513 又由截止变为饱和导通,进入了下一个振荡周期。

2) 稳压控制电路

该电源稳压控制电路的取样方式采用直接取样,即取样电压直接取自 126V 主电压输出端。稳压控制过程如下:当由于负载变轻等原因使开关电源输出电压 126V 上升时,取样电路 R561、R562、RP551、R553 的分压增高,误差放大管 V553 的 b 极电位上升,由于 e 极被 VD561 钳位,于是 V553 的 c 极电位降低,流过光电耦合器 VD515 内发光二极管的电流增大,发光强度增大,导致其中光敏三极管 c、e 极间电阻减小,即脉宽调制管 V511 的 b、c 间电阻下降,使 V511 的 b 极电位下降,c 极电压升高,使 V512 导通量增大,控制开关管 V513 导通时间减小,即 V513 提前截止(脉宽减小),输出电压下降;反之亦然。

3) 保护电路

(1) 市电输入电压过高保护

该保护电路由 VD518、VD519、R523 及 V512 组成。市电正常时 VD518、VD519 对 V512 工作状态没有影响,但开关管 V513 在饱和导通期间。若市电超过开关电源输入设定值时,则开关变压器 T511 的 1~2 绕组感应出的反馈电压就会经 VD518 将稳压二极管 VD519 齐纳击穿,致使 V512 的 b 极因接地而停振,电源无输出,达到过压保护之目的。

适当选择 VD519 的稳压值,可确定电源适用电网电压的上限,当然也同时限制了电源输出功率的峰值;适当调整 R523 的阻值,可改变保护动作后输出电压下降的幅度。VD519 可称之为“过激励保护二极管”或“过压输入的保护二极管”。

(2) 电源电路输出电压过压保护

当 B1 主电压输出过高时,负载电压使光耦器 VD515 发光二极管发光强度大增,使光敏管 c、e 间电阻大大降低,从而使 V512 饱和导通,导致 V513 的 b 极接地而停振,电源无输出。

* 阅读材料 彩色电视机与彩色显示器的“热底板”与“冷底板”

在维修彩色电视机或彩色显示器时,经常会提及“热底板”与“冷底板”的问题,那么,什么是“热底板”与“冷底板”呢?

“冷底板”与“热底板”的根本区别,在于机器底板作为零电位参考点(通常称为“地”)与市电电网有没有“直接的电的联系”。有直接联系的机型是“热底板”机,机内的“地”对大地存在约 100 多 V 的电压,如果误触了机内的导电部位,极有可能遭受电击,甚至发生生命危险。相反,“冷底板”机的底板与市电电网没有“直接的电的联系”,用手触摸机内的零件,一般不会触电。一般来说,彩色电视机的开关电源既有“热底板”(如采用串联开关电源的底板),又有“冷底板”(如采用并联开关电源的底板);而彩色显示器由于电缆信号直接与计算机主机相连,其底板均为“冷底板”,否则,会使计算机主机带电,这是不允许的。

其实,“冷底板”彩色显示器或彩色电视机电路也分为“冷”、“热”两部分,开关电源的初级电路为“热底板”,开关电源的次级电路及其他电路部分的“冷底板”。在机内电路板上“热底板”部分,常用明显的斜线框框围起来。因为“冷底板”彩色显示器或彩色电视机有两个地线,即开关电源初级电路的“热底板”地线,开关电源次级电路部分的“冷底板”地线,因此在测量电压时,一定要注意地线的正确选取,否则测试值是错误的,甚至还可能造成仪器的损坏。在测量开关电源初级电路时,测量地线可选取市电整流滤波电路+300V 滤波电容的负极。因为+300V 滤波电容是开关电源初级电路的“标志物”,最好找。“冷底板”地线的习惯选取点有行输出管散热片和显像管石墨层接地弹簧处。但应注意的是:有的彩色显示器或彩色电视机显像管石墨层是通过一只电阻接地的,此类机型不能以显像管石墨层作为电压的测量地线。

从以上分析中我们知道,即使采用“冷底板”电路的机器,开关电源的初级仍为“热底板”,因此,在检修开关电源时,为确保人员、机器和仪器的安全,建议采用隔离变压器。

隔离变压器是一个初级与次级绕组匝数比为 1:1 的变压器。实际上为克服变压器自身的损耗(铜损与铁损),须把次级的匝数多绕 5% 左右,即空载时次级电压较初级电压约高 5%。这可以作为我们区分初级与次级绕组的方法之一。

在目前采用的“三相四线制”供电网中,用电器(负载)必有一根线接相线(火线),一根线接地线(严格说应是中线),当负载有漏电或我们触及带电体的某点时,电流就会通过人体流入地下而发生触电事故,当电流较大时还会有生命危险。若把负载接入隔离变压器的次级,虽然电压仍为 220V,但它们与地之间已无相关电位,实现了电位浮动。使用隔离变压器后,我们单独触及负载上任一点时均不会发生触电事故,当然若同时触及次级电位差较大的两点时也会发生触电,但这种情况是很少发生的,这样我们就会比较安全。

7. 新型半桥谐振开关电源简介

图 10-37 是某大屏幕彩电的半桥谐振开关电源简图,图中, Q801 为谐振型开关电源

专用厚膜电路, T862 为开关电源变压器, 其次级采用由 D883、D884、C884 组成的全波整流电路。Z801 为误差取样放大器, Q862 为光耦合器。下面简要说明电路的工作原理。

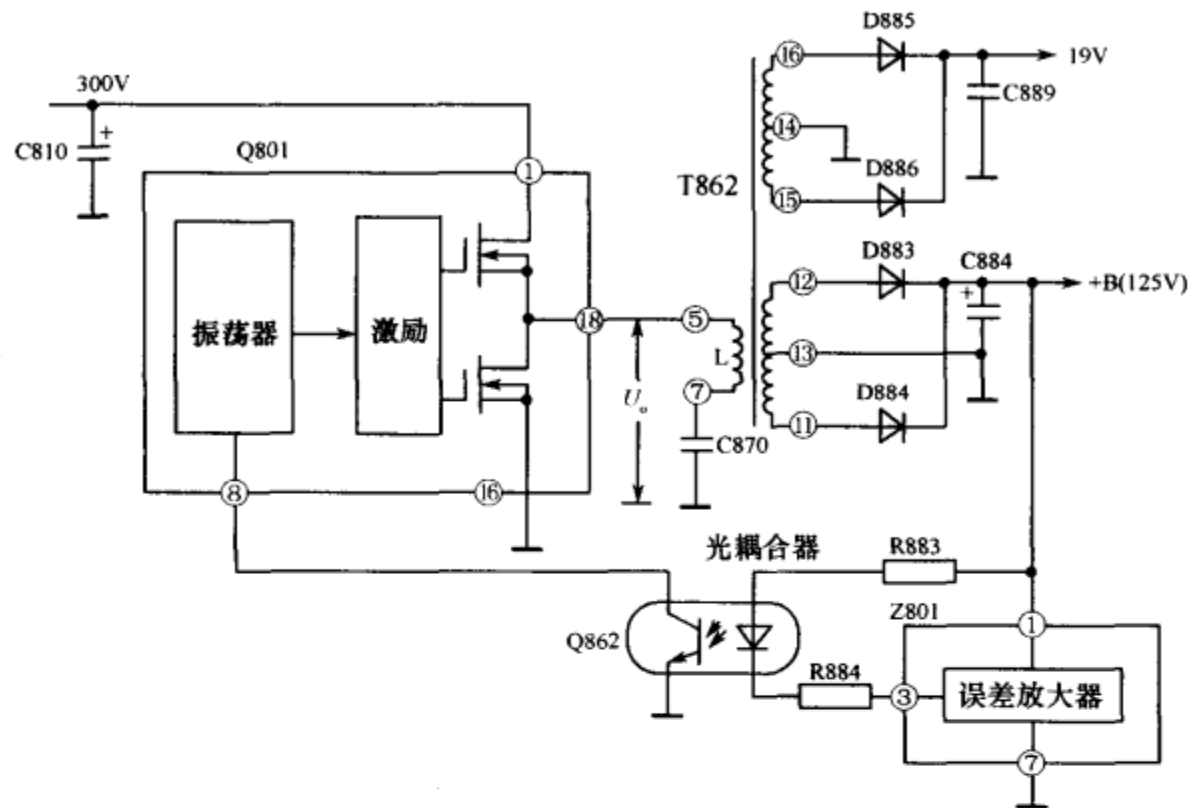


图 10-37 大屏幕彩电的半桥谐振开关电源简图

开关变压器 T862⑤~⑦绕组 L 与电容 C870 构成 LC 串联谐振电路, 其谐振频率 f_0 比开关电源实际工作频率 f_1 略低。串联谐振的谐振频率为

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Q801 的⑱输出的矩形脉冲电压 U_0 加在 LC 串联谐振电路的两端。当矩形脉冲电压重复频率 f_1 等于 LC 串联电路的谐振频率 f_0 时, 电路就会发生串联谐振。串联谐振时 LC 串联电路的阻抗最低, 如图 10-38(a) 所示, 同时, L 两端的电压 U_L 与电容 C870 两端的电压 U_C 绝对值相等, 且均为输入脉冲电压 U_0 的 Q 倍, 因此 LC 串联谐振称为电压谐振, U_L 、 U_C 与频率 f 的关系如图 10-38(b)、(c) 所示。

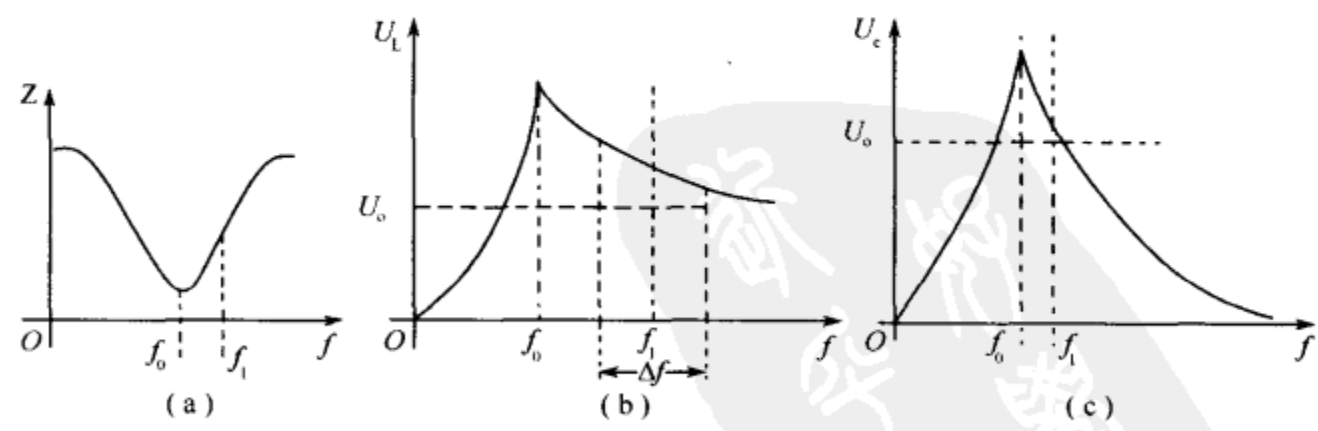


图 10-38 串联谐振的阻抗、电压与频率的关系图

当 Q801 的⑱脚输出矩形脉冲重复频率远低于或远高于 f_0 时, LC 串联电路不谐振, 流过电感 L 的电流很小, L 中储存的磁能很小, 变压器 T862 次绕组输出电压很低, 开关电源不能正常工作。

当 Q801 的⑱脚输出矩形脉冲重复频率位于 f_0 附近时, LC 串联电路谐振, 在 L 中流

过的电流很大, T862 二次绕组有电压输出, 开关电源正常工作。

开关电源的稳压过程为: 当电网电压上升或电源负载减轻时, $+B$ 电压 $\uparrow \rightarrow$ Z801 的①脚电压 $\uparrow \rightarrow$ Z801 的③脚电压 $\downarrow \rightarrow$ 光耦合器 Q862 内发光二极管发光 $\uparrow \rightarrow$ Q862 内光敏三极管内阻 $\downarrow \rightarrow$ Q801 的⑧脚电压 $\downarrow \rightarrow$ Q801 内振荡器频率 $\uparrow \rightarrow$ Q801 的⑬脚输出的矩形脉冲频率 $f_1 \uparrow \rightarrow$ 图 10-38(c) 中的 f_1 右移 \rightarrow 电感 L 上的电压 $U_L \downarrow \rightarrow$ T862 二次绕组输出 $+B$ 电压下降, 保持了开关电源输出电压的稳定; 反之亦然。

该谐振型开关电源的具有以下特点:

①稳压环路从主电压 $+B$ 上直接进行误差电压取样, 稳压环路反应快。当电网电压或负载快速变化时, 稳压瞬态特性好, 空载时也能保持良好的稳压效果。

②采用光耦合器传送误差控制电压, 使开关电源地与主板地的电隔离良好, 主板不带电, 检修方便、安全。

③稳压范围宽, 交流输入电压在 $90V \sim 240V$ 、 $50Hz$ 或 $60Hz$ 时, 都能稳定正常工作, 适用于任何国家和地区。

④采用两个 MOS 型场效应功率管推挽工作, 比单管开关电源功率大, 特别适用于大功率用电设备。

⑤开关管采用 MOS 型场效应管, 没有多数载流子的电荷存储效应, 开关管开启损耗和关断损耗小, 电路效率高。场效应管属于电压控制器件, 对激励功率的要求较小, 减轻了驱动电路的负担, 同时场效应管耐浪涌电流、冲击电流的能力较强, 不会发生热击穿。

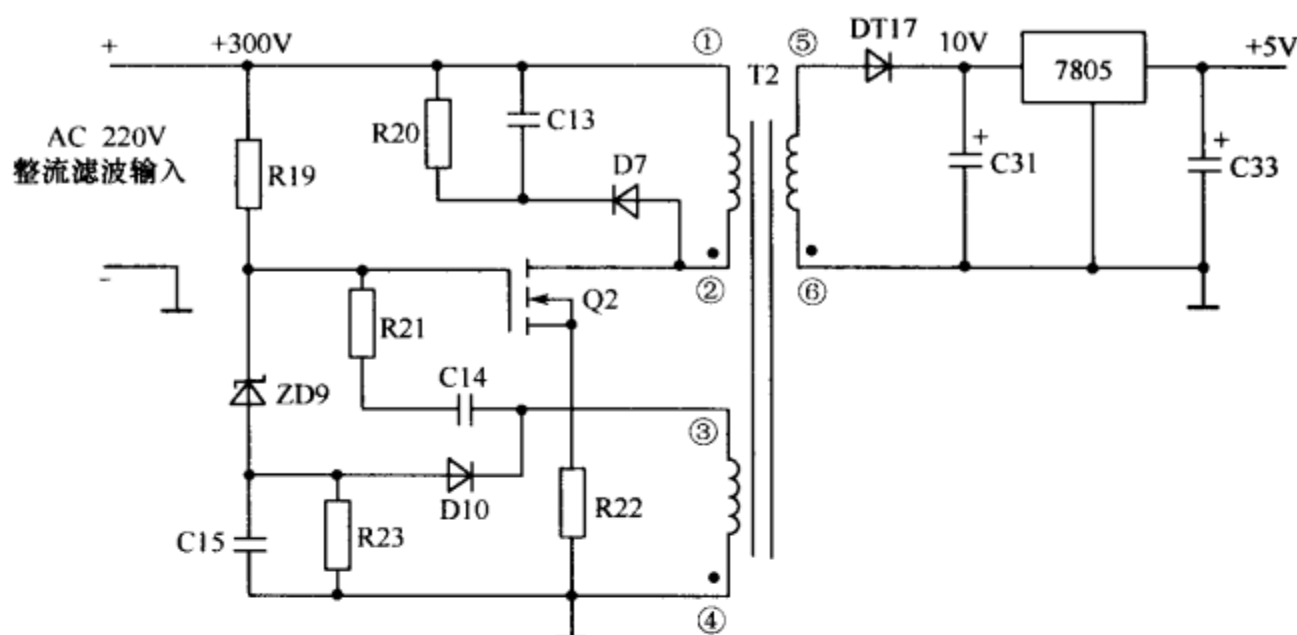
⑥ LC 谐振电路选频后, T862 输出正弦波电压, 因此采用全波整流电路, 大大减小了纹波电压, 浪涌电流和尖峰电压也很小, 减小了对其他电路的干扰。

8. 新型非周期性(RCC)开关电源简介

目前采用的大多数开关电源, 无论是自激式还是他激式, 开关管总是周期性的通或断, 稳压时, 只需改变每个周期的脉冲宽度即可。非周期性开关电源则不同, 其脉冲控制过程并非线性连续变化, 而只有两种状态: 当开关电源输出电压超过额定值时, 脉冲控制器输出低电平, 开关管截止; 当开关电源输出电压低于额定值时, 脉冲控制器输出高电平, 开关管导通。当负载电流减小时, 滤波电容放电时间延长, 输出电压不会快速降低, 开关管处于截止状态, 直到输出电压降低到额定值以下, 开关管才再次导通。开关管的截止时间取决于负载电流的大小。开关管的导通或截止由电平开关从输出电压取样进行控制, 因此这种非周期性开关电源极适合向间断性负载或变化较大的负载供电。

图 10-39 为某一视盘机的副电源电路, 该 RCC 开关电源采用 MOSFET 作为开关管。MOSFET 开关管的开关特性好, 开启损耗和关断损耗较小, 因此可靠性也优于双极型开关管。

开关变压器 T_2 和开关管 Q_2 组成自激间歇振荡器。 T_2 的①~②绕组为 Q_2 漏极提供电压, T_2 的③~④为正反馈绕组。开机后, 电网电压经整流、滤波, 产生 $300V$ 电压, 经 R_{19} 加到 Q_2 的栅极(G), 产生相应的漏-源极电流, T_2 ③~④反馈绕组输出脉冲电压, 加到 Q_2 的栅极, 产生正反馈的栅极电压, Q_2 快速饱和, 栅极电压失去对漏、源极电流的控制作用。在 Q_2 漏、源极电流减小的过程中, T_2 ③~④绕组输出的负脉冲电压经 C_{14} 加到 Q_2 的栅极, Q_2 快速截止。 T_2 ⑤~⑥绕组输出的脉冲电压, 经 D_{17} 整流、 C_{31} 滤波, 产生约 $10V$ 的直流电压, 向负载供电。

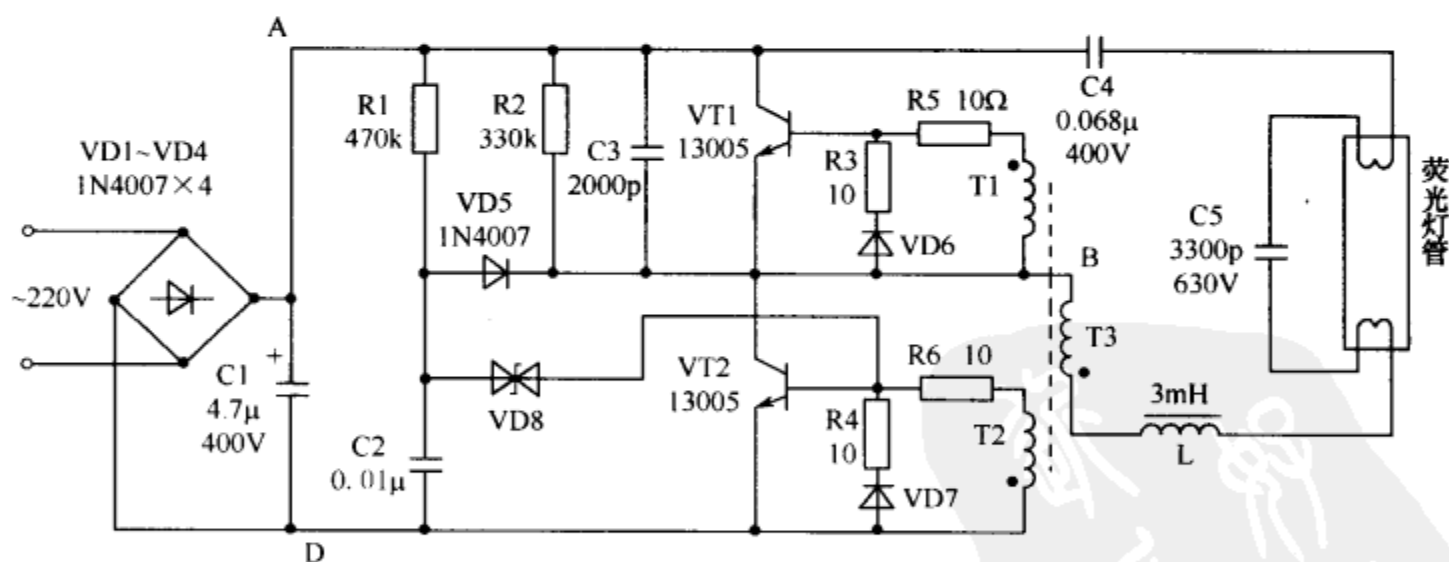


Q_2 的导通时间决定了 T_2 次级 D_{17} 的导通时间和输出电压的高低,而 Q_2 的导通时间又取决于 C_{15} 上的电压和 $ZD9$ 的稳压值。当 Q_2 导通时间过长时,开关变压器 T_2 的各绕组电压升高, T_2 ③~④绕组输出的脉冲电压经 D_{10} 整流、 C_{15} 滤波,使稳压管 $ZD9$ 导通, Q_2 的栅极电压下降,使 Q_2 截止,以稳定 T_2 次级绕组的输出电压。

为了向整机提供 5V 的稳定电压, T_2 二次绕组⑤~⑥输出的 9V~11V 电压再经 7805 二次稳压, 输出 5V 电压, 向负载供电。

* 阅读材料 电子荧光灯原理

电子荧光灯在日常生活中得到了广泛的应用,其工作原理类似于开关电源,下面简要进行分析。图 10-40 为电子荧光灯的电路图。



电子荧光灯的基本工作原理是:220V、50Hz 市电整流滤波后,输出约 300V 的直流电压,作为高频振荡器的工作电源。功率开关管 VT_1 、 VT_2 和 T 等组成自激振荡器,将 300V 变换为 270V、50kHz 的高频电压,作为荧光灯管的工作电压,通过 C_5 和 L 组成的串联谐振启辉电路送往荧光灯管。谐振电容 C_5 上的谐振电压为回路电压的 Q 倍(约 600V),加在荧光灯管两端使其启辉点亮。

电子荧光灯主要由启动电路、高压高频振荡电路和谐振启辉电路组成,各部分工作过程简单介绍如下。

(1)启动电路

接通电源后,300V 直流电压经 R_1 对 C_2 充电,当 C_2 上电压上升到 VD8 的阈值时,VD8 导通,VT₂ 基极获得偏流而导通。VT₂ 导通后,通过 VD5 将 C_2 上的电荷放掉。

(2)高压高频振荡电路

VT₁、VT₂ 和 高频变压器 T 等组成自激振荡器,为荧光灯管提供高压高频电压。VT₂ 导通后,300V 直流电压经 C_4 →灯管上端灯丝→ C_5 →灯管下端灯丝→L→T₃→VT₂ 的 c-e 极形成回路,对 C_5 充电,使 C_5 充有上正、下负的电压。

由于 T 各绕组的耦合作用,VT₂ 很快由导通变为截止,VT₁ 则由截止变为导通, C_5 通过灯管上端灯丝→ C_4 →VT₁ 的 c-e 极→T₃→L→灯管下端灯丝放电。同理,VT₁ 也很快由导通变为截止,VT₂ 则又由截止变为导通,如此周而复始,形成振荡,振荡频率可用公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_5}}$ 计算,约为 50kHz。

C_4 既阻止 300V 的直流电压直接进入荧光灯管,又允许 50kHz 的高频通过。 R_3 、VD₆ 和 R_4 、VD₇ 分别接在 VT₁ 和 VT₂ 基极回路,为 T₁ 和 T₂ 提供负半周时的泄放通路。

(3)谐振启辉电路

荧光灯管要求先有一个高电压作用于其两端,使其启辉,然后再将电压降低维持点亮即可。在普通铁芯镇流器荧光灯中,由启辉器完成这一任务。在电子荧光灯中,则采用了谐振启辉电路。50kHz、270V 的交流电压加在 C_5 、L 串联谐振回路两端并产生谐振,于是在 C_5 两端产生一个 Q 倍于回路电压的高电压(约 600V),此即为荧光灯管的工作电压。谐振时 C_5 两端的 600V 高压将荧光灯管内的气体击穿而启辉。当荧光灯管点亮后,内阻急剧下降,并联于 C_5 两端,使 C_5 、L 串联谐振电路的 Q 值大大下降,故 C_5 两端由 600V (高启辉电压)下降为 80V(正常的工作电压),维持荧光灯管稳定地发光。

第五节 交流稳压电源电路

交流稳压电源的作用是稳定交流电压,当输入的交流电压在一定范围变化时,控制输出的交流电压保持稳定。交流稳压电路一般也称为调压器,下面简要介绍几种常见的调压器。

一、手动调压器

手动调压器电路框图如图 10-41 所示。拨动波段开关,电压可有级地自低向高调整。1 挡~4 挡是降压调整,5 挡是不升不降,6 挡~10 挡是升压调整,升压调到过压保护点为止。使用时连接好变压器,测输入插头直流电阻,拨动波段开关,直流电阻应逐级减小,最小为 30Ω 左右,证明电路连接正确。在输出电压超过 235V 时,保护继电器吸合断开输出,同时发出报警。保护电路中有一可变电阻,用来调整继电器 J 的吸合电压,检修校整时,可将输出调至 235V~240V,调整该电阻使 J 吸合。

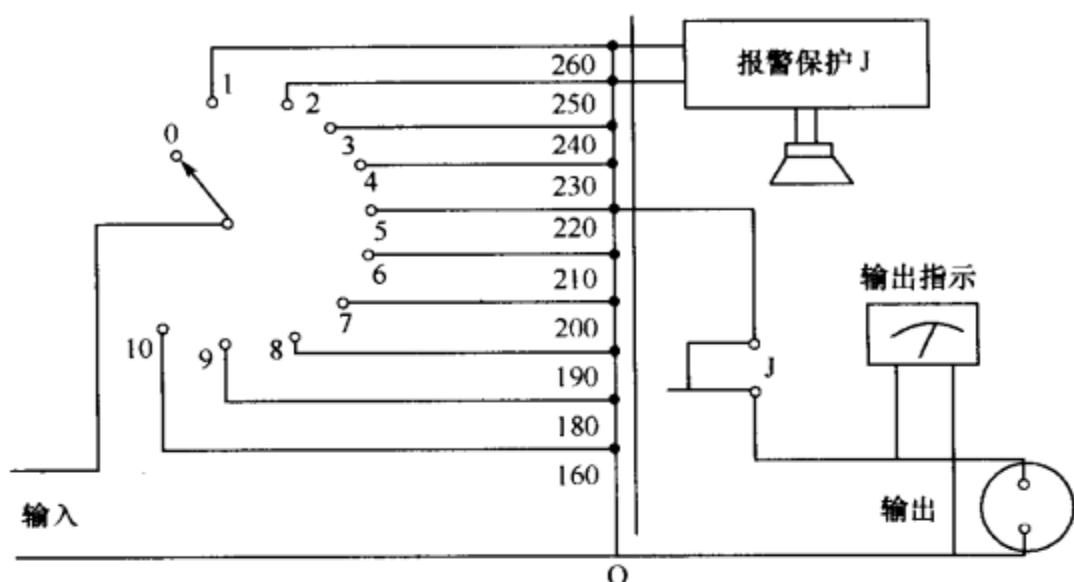


图 10-41 手动调压式交流稳压电源

二、自动调压器

1. 自动有级调压器

自动有级调压器多采用晶体管控制继电器实现电压切换,常见的有1个~4个继电器自动稳压器。

采用一个继电器的调压电路如图 10-42 所示,适合于电压变化不大的地区。输入电压范围 170V~240V,稳压范围为 200V~240V,继电器 J 吸合电压为 200V,变比为 0.83 左右。图中括号内的数字表示绕组匝数比 N ,其中 2 端绕组匝数规一化,设 $N_2=1$,故 $N_1=0.83$ (即 1 端对 2 端的变比)。

采用两个继电器的调压电路如图 10-43 所示,调压过程为:电压低于 U_1 (220V) 时, J_1 、 J_2 都不吸合,变压器 1 端入,3 端出,呈升压;当电压大于 U_1 时, J_1 吸合,变压器 3 端入,3 端出,电压不升不降;当电压大于 U_2 时, J_1 、 J_2 同时吸合,变压器 3 端输入,2 端输出呈降压。

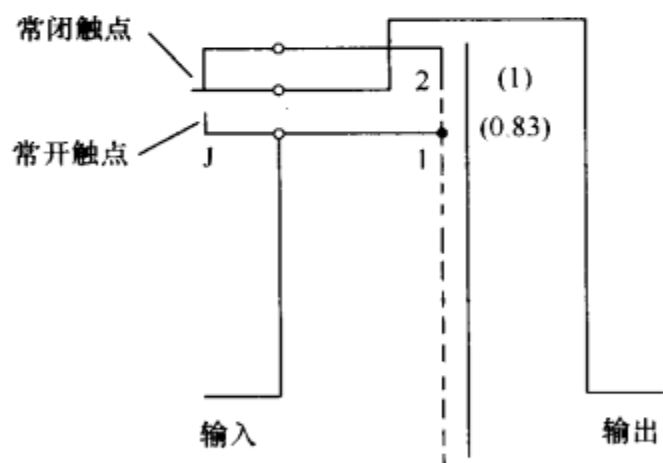


图 10-42 采用一个继电器的调压电路

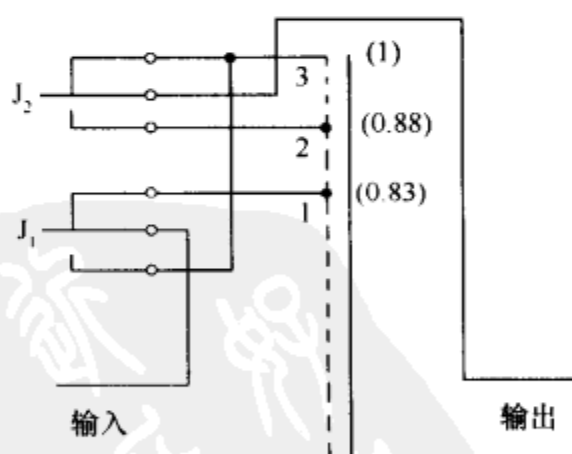


图 10-43 采用两个继电器的调压电路

两个继电器调压也可以用 2 端变压器进行,接成图 10-44 形式,也有的生产厂家采用其他的接法,这里不再介绍。

采用三个继电器的调压电路如图 10-45 所示。调压过程为:电压小于 U_1 时,所有 J 不吸合,变压器 1 端入,4 端出,大幅度升压;电压大于 U_1 时, J_1 吸合,3 端入,4 端出,小幅度升压;电压等于或大于 U_2 时, J_1 、 J_2 都吸合,3 端入,3 端出,电压不升下降;电压大于 U_3

时, J_1 、 J_2 、 J_3 都吸合, 3 端入, 2 端出, 呈降压。

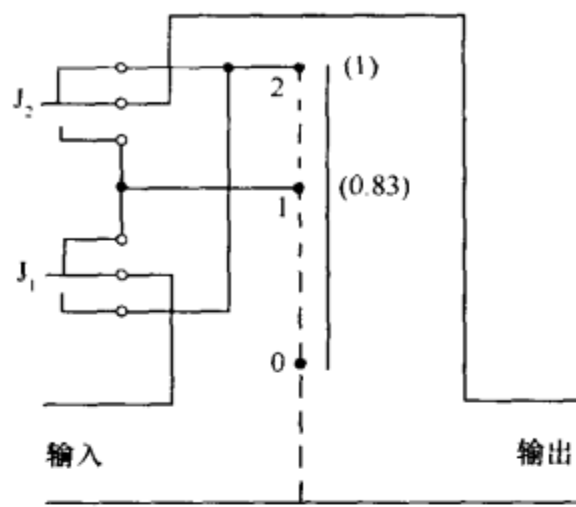


图 10-44 采用两个继电器的其他接法

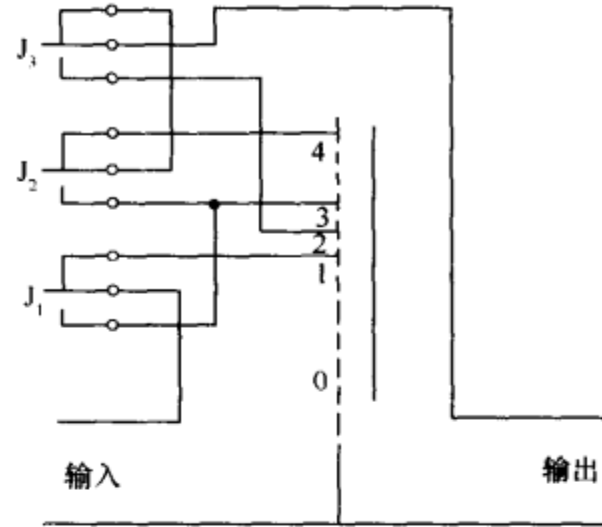


图 10-45 采用三个继电器的调压电路

若将 J_3 常开触点接变压器 1 端, 则三个继电器调压可用三端头变压器简化, 如图 10-46 所示。

重点提示: 由上述总结规律如下, 交流输入线总是接到 J_1 的动触点上, 输出线总是与 J_2 、 J_3 、 J_4 的常闭触点串联接至变压器的最高端子, 继电器在两个以上时, J_1 、 J_2 的常开触点总是连接在一起, 与变压器的次高端相连接, 最后位的继电器的常开触点连接至变压器的 2 或 1 端子。

采用四个继电器的调压电路如图 10-47 所示。这时 J_3 小幅降压, J_4 大幅降压。同样将 J_4 的常开触点移接到变压器 1 端, 也可用 4 端变压器进行简化。

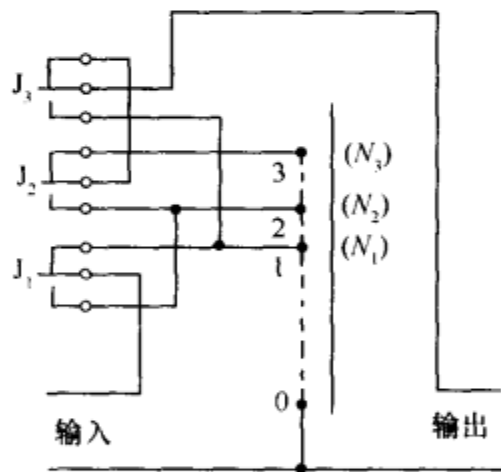


图 10-46 另一种形式的三继电器调压电路

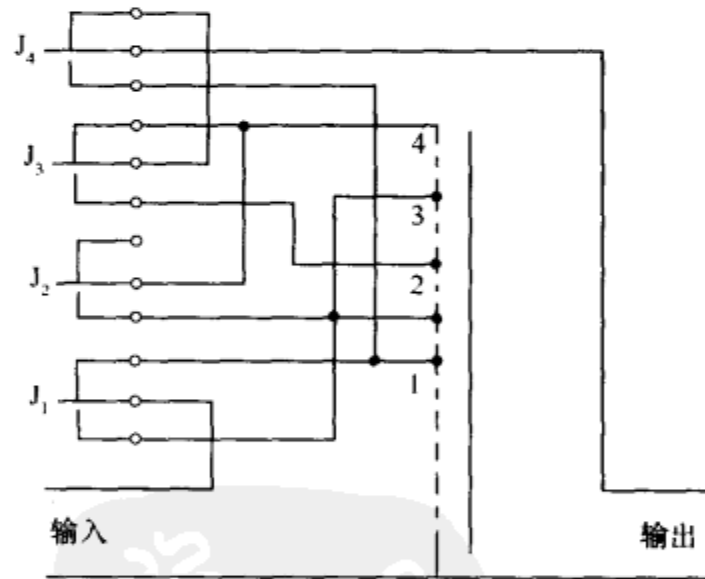


图 10-47 采用四个继电器的调压电路

图 10-48 是采用五个继电器的自动调压和过压保护电路, $J_1 \sim J_5$ 的吸合电压分别对应于 160V、180V、200V、220V、270V。当电压低于 160V 时, J_1 的触点 2 接通输出, 此时升压比为 1.38, 电压最高升至 $160 \times 1.38 = 220.8V$; 当电压等于或大于 160V 时, J_1 吸合, J_2 触点 2 接通输出, 变比为 1.22, 输出电压为 195V~219V; 当电压等于或大于 180V 时, J_2 吸合, J_3 触点 2 接通输出, 变比为 1.1, 输出电压为 198V~220V, 当电压等于或大于 200V 时, J_3 吸合, J_4 触点 2 接通输出, 变比为 1, 输出电压为 200V~220V; 当电压等于或大于 220V 时, J_4 吸合, J_5 触点 2 接通输出, 变比为 0.92, 输出电压为 202V~248V; 当电

压等于或大于 270V 时, J5 吸合, 断开输出, 起过压保护作用。

这种调压器能使 141V~270V 的电压稳定在 195V~248V。需要注意的是, 过压保护后变压器仍然通电, 故最低绕组(变比为 0.92)的端子必须设计耐压为 270V; 否则, 变压器容易烧坏。

2. 自动无级调压器

无级调压器一般是利用电子控制电路控制电动机运转, 去带动调压手柄, 从而实现自动调压, 达到稳压的目的。下面以图 10-49 所示的交流调压器为例进行分析。

整机可分为主回路和控制电路两部分, V_i 、 V_o 分别是输入与输出电压表, 主回路为交流市电经输入端通往输出端的路径, 包括空气开关 K_1 , 稳压与直通选择开关 K_2 , 调压变压器 T, 延时控制继电器 J_3 的触点和输入、输出接线端子等元件; 控制电路的功能有开机延时、稳定输出电压、过压保护及指示、欠压保护及指示等, 控制电路是该交流稳压器的核心部分, 除两只限位开关 XK 、四只发光管 $LED_1 \sim LED_4$ 和自锁按钮 AN 外, 其余元件均组装在一块印制线路板上, 下面简要分析该调压器的工作过程。

(1) 取样与基准电压

调压变压器 T 设有两个低压绕组, 其中 9V 绕组输出的电压经 DQ_1 桥式整流后, 再经电阻 R_2 和 R_3 分压, 取 R_3 两端电压作为交流稳压器输出电压的取样; 16V 绕组输出的电压经 DQ_2 桥式整流, 三端稳压器 LM7812 稳压, 输出稳定的 12V 直流电压为控制电路供电, 发光管 LED_2 指示该电压正常与否。集成电路 A_1 选用四运放 HA17324, 在控制电路中分别作电压比较器使用。直流 12V 电压经电位器 R_p 、电阻 $R_4 \sim R_8$ 分压, 得到四个分压值分别作为四运放基准电压, 控制电路中, $A_1(a)$ 和 $A_1(b)$ 用作检测交流稳压器输出电压是否高于额定值(220V), 其同相输入端接取样电压, 反相输入端接基准电压; $A_1(c)$ 和 $A_1(d)$ 为用作检测交流稳压器输出电压是否低于额定值(220V), 同相、反相输入端的接法与 $A_1(a)$ 和 $A_1(b)$ 相反。

(2) 稳压电路

当输出电压升高超过设定值时, 取样电压也相应升高, 电压比较器 $A_1(b)$ 输出端第 7 脚为高电平, 三极管 Q_1 导通, 继电器 J_1 吸合, 电动机 M 得电正向转动, 拖动调压变压器的碳刷滑动, 直至交流稳压器的输出电压回落到 220V 为止。

若因输入电压降低等原因引起输出电压低于设定值, 电压比较器 $A_1(c)$ 输出端第 8 脚转为高电平, 三极管 Q_2 导通, 继电器 J_2 吸合, 电动机 M 得电反向转动(因电动机上的电压极性与 J_1 吸合时相反), 直至输出电压回升到 220V 为止。

限位开关 XK_1 和 XK_2 安装在调压变压器上碳刷允许旋转范围的极限端点位置, 若因输入电压偏高或偏低较多, 电动机拖动碳刷转至极限位置仍不能使输出电压为 220V, 则碳刷架将触及限位开关, 电动机断电停转, 以免过载损坏。

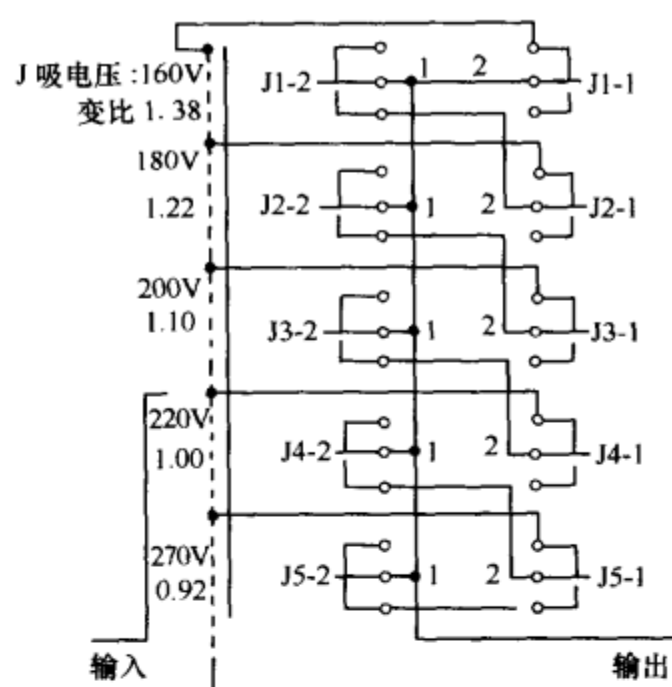
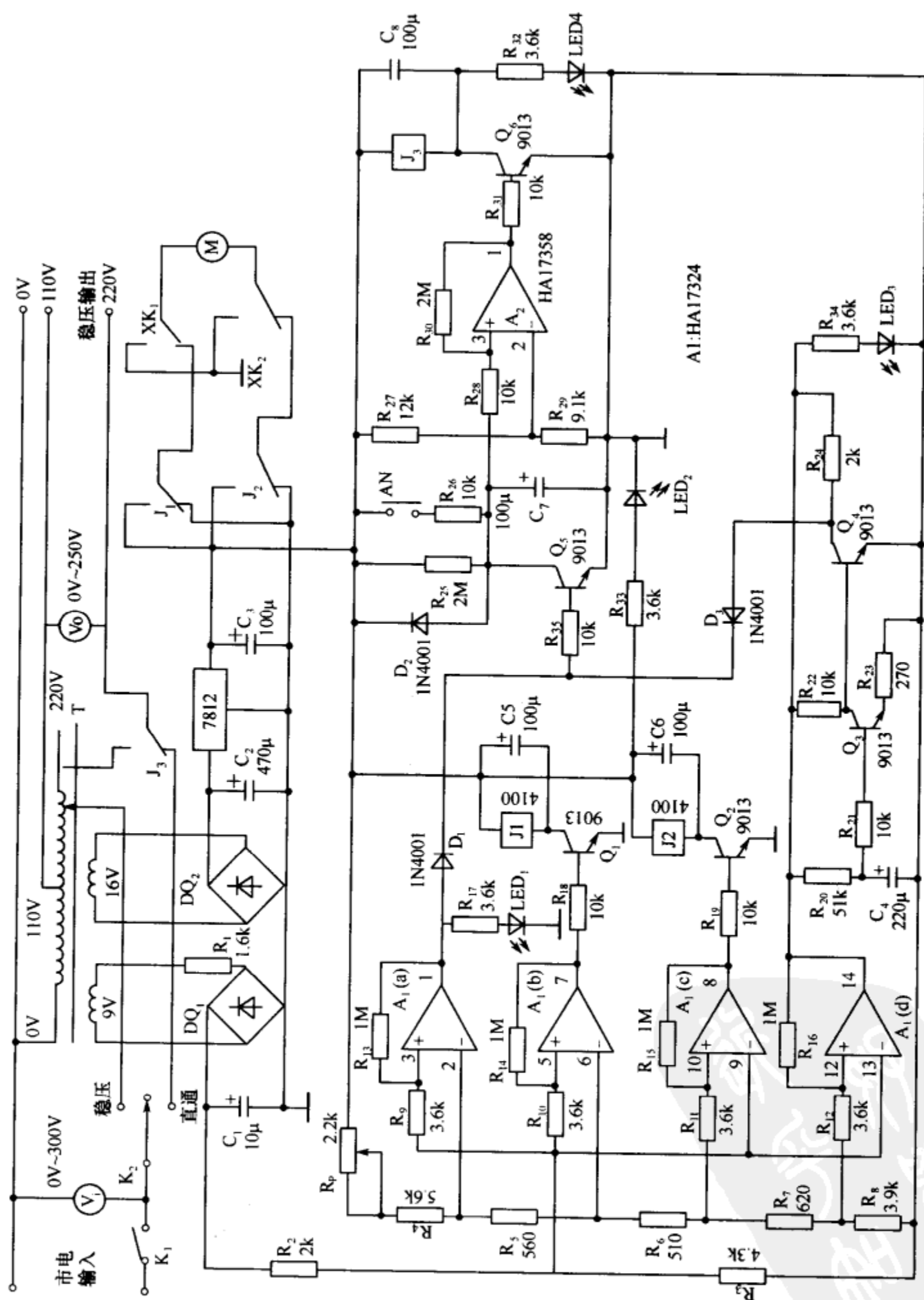


图 10-48 采用五个继电器的调压电路



(3) 开机延时控制电路

延时电路主要由集成电路 A_2 及其外围元件组成。 A_2 是型号为 HA17358 的双运放,其反相输入端接由电阻 R_{27} 和 R_{29} 分压提供的基准电压,同相输入端接电阻 R_{25} 和电容 C_7 组成的延时回路。通电时三极管 Q_5 截止,12V 直流电压经 R_{25} 开始对 C_7 充电,在其两端电压达到 A_2 第 2 脚基准电压之前, A_2 的输出端第 1 脚为低电平,当 C_7 两端电压达到或超过 A_2 第 2 脚电压时,第 1 脚电位变为高电平,三极管 Q_6 导通,继电器 J_3 吸合其常开触点闭合,调压变压器 T 输出电压经 J_3 触点送往交流稳压器的输出端,至此,开机延时结束,这个过程约需 5min。

开机延时电路主要是保护空调、电冰箱等电器设备的用电安全,若无此需求,可按下快启自锁按钮 AN,此时开机延时时间将缩短为 2s~3s,这是因为 12V 电压经电阻 R_{26} 向电容 C_7 充电,其充电时间常数明显减小,开机延时期间发光管 LED_4 点亮,指示当前工作状态。该交流稳压器通电工作期间若遇停电,电容 C_7 两端的电压经二极管 D_2 迅速放电,以保证短时间停电后又恢复送电时 C_7 重新充电,保证电器设备的安全。

(4) 过压保护电路

该保护电路由集成电路 $A_1(a)$ 及其外围元器件组成。当电压偏高较多,碳刷经电动机拖动调整到极限位置(这时因限位开关 XK1 动作,电动机停止转动),而输出电压仍超过 220V 时,电压比较器 $A_1(a)$ 的输出端变为高电平,经二极管 D_1 使三极管 Q_5 导通,电容 C_7 迅速放电,电压比较器 A_2 输出端转为低电平,继电器 J_3 释放,切断该交流稳压器的电压输出,保护电器设备。

过压保护电路动作启动发光管 LED_1 点亮,指示断电是由于过压所致。

(5) 欠压保护电路

该保护电路由集成电路 $A_1(d)$ 及三极管 Q_3 、 Q_4 等元器件组成。若电压偏低并经调压变压器作最大限度调整后,输出电压仍低于 220V 的 0.9 倍时,电压比较器 $A_1(d)$ 的输出端转为高电平,经电阻 R_{20} 和电容 C_4 充电回路作短时间延时后,三极管 Q_3 饱和, Q_4 截止, Q_4 集电极的高电位经二极管 D_3 ,使 Q_5 饱和导通,最终导致继电器 J_3 释放,交流稳压器停止输出。欠压时发光管 LED_3 点亮,指示当前处于欠压状态。如果去掉二极管 D_3 ,则欠压时该交流稳压器只有发光管 LED_3 指示而不断电。实际上,大部分厂家生产的稳压器在欠压时都不断电。

第六节 逆变电源和 UPS 电源电路

一、逆变电源

将直流电能转变为交流电能供给用电负载的电路,称为逆变电源。它可用于停电时的应急或边远无市电场合。

逆变电源通常由振荡器、前置级、推动级、功率放大输出和升压变压器等环节组成。在要求较高时,可增加稳压环节,逆变电源基本结构框图如图 10-50 所示。

图 10-51 是一个简易的逆变电源电路。 VT_1 、 VT_2 、 $R_1 \sim R_4$ 、 C_1 、 C_2 组成振荡电路,约产生 50Hz 的振荡信号,分别去推动 VT_3 、 VT_4 ,使它们交替导通、截止,在变压器 T 的一

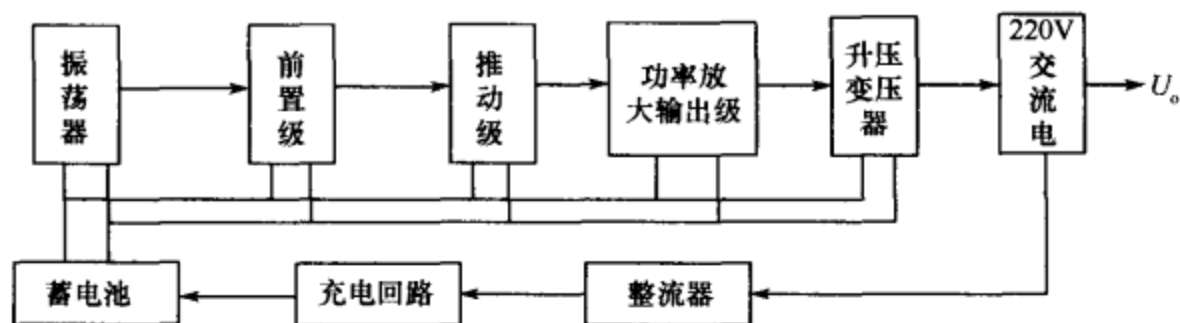


图 10-50 逆变电源电路的基本结构框图

次绕组形成约 50Hz 的矩形波交流电压,从而在其二次绕组得到 220V 左右的交流电压,可供电视、电灯等家电使用。改变 R_3 、 R_4 或 C_1 、 C_2 的值,便可改变输出矩形波的频率。选择元件时,尽量使 VT_1 和 VT_2 、 VT_3 和 VT_4 的特性、参数一致。 VT_3 、 VT_4 应加适当的散热片。

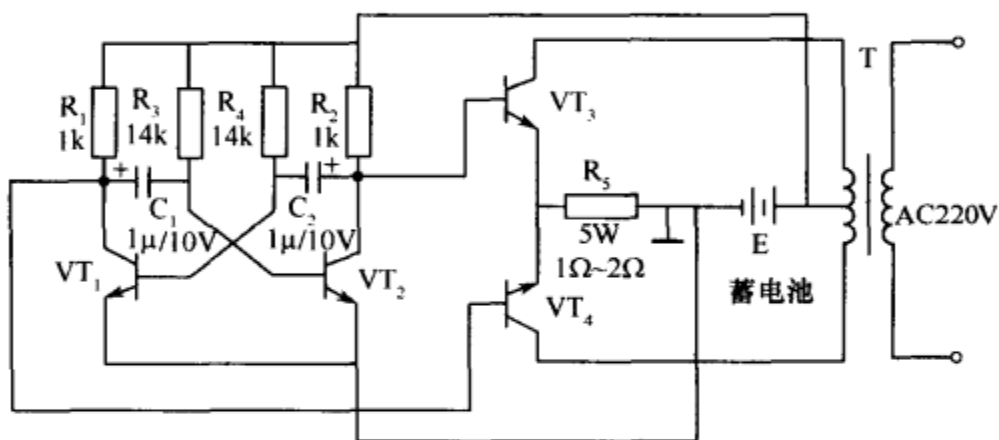


图 10-51 简易逆变电源电路

二、UPS 电源

不间断电源(Uninterruptable Power Supply, UPS)的主要功能是保障计算机系统和 其他电子设备在停电之后继续工作一段时间,以使用户能够紧急处理一些事情,如存盘等 操作,以免数据丢失或损坏机器。

UPS 电源的输出功率从几百伏·安到 1MV·A,输出电压波形分为方波和正弦波。

1. UPS 电源的组成

UPS 的基本组成框图如图 10-52 所示,正常情况下,市电经整流后,一方面给蓄电池 充电;另一方面经逆变器再变换成交流电,供给负载。当市电出现故障或突然中断时,逆 变器立即利用蓄电池的储能进行工作,可以做到毫无间断地继续对负载供电。

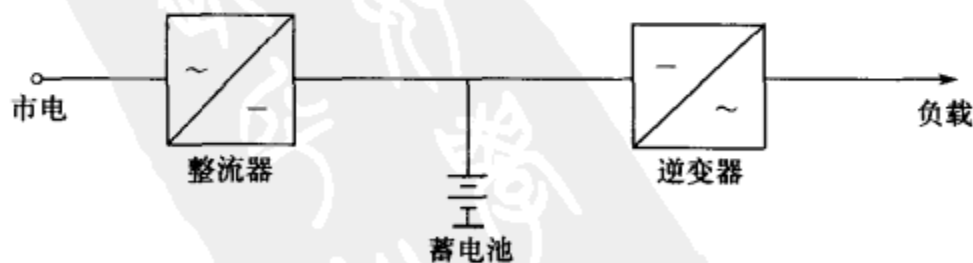


图 10-52 UPS 电源的基本组成

2. UPS 电源的分类

UPS 按其工作方式分为离线式(off line)式、在线式(on line)和线上互动式(Line-in-

teractive)三类。

(1)离线式 UPS

离线式 UPS 平时处于蓄电池充电状态,在停电时,逆变器紧急切换到工作状态,将蓄电池提供的直流电转变为稳定的交流电输出,因此离线式 UPS 也被称为后备式 UPS。这种 UPS 存在一个切换时间问题,因此不适合用在关键性的供电不能中断的场所。但实际上,这个切换时间很短,一般在 2ms~10ms,而计算机本身的交换式电源供应器在断电时应可维持 10ms 左右,所以个人计算机系统一般不会因为这个切换时间而出现问题。

(2)在线式 UPS

在线式 UPS 一直使其逆变器处于工作状态,它首先通过电路将外部交流电转变为直流电,再通过高质量的逆变器将直流电转换为高质量的正弦波交流电输出给计算机。在线式 UPS 在供电状况下的主要功能是稳压及防止电波干扰;在停电时则使用备用直流电源(蓄电池组)给逆变器供电。由于逆变器一直在工作,因此不存在切换时间问题,适用于对电源有严格要求的场合。

(3)线上互动式 UPS

线上互动式 UPS 是一种智能化的 UPS,可自动检测外部输入电压是否处于正常范围之内,如有偏差可由稳压电路升压或降压,提供比较稳定的正弦波输出电压。而且它与计算机之间可以通过数据接口(如 RS-232 串口)进行数据通信,通过监控软件,用户可直接从显示器上监控电源及 UPS 状况,简化、方便管理工作,并可提高计算机系统的可靠性。

三种不同类型的 UPS 对照见表 10-1 所列。

表 10-1 三种不同 UPS 对照

UPS 种类	后备式 UPS	在线式 UPS	线上互动式 UPS
容量/(kV·A)	0.25~2	1~100	1~5
功能	基本功能	完全保护功能	较完全保护功能
转换时间/ms	<10	0	4
输出波形	方波(多数)	正弦波	正弦波
适用负载	PC 终端设备	服务器、小型机	工作站、网络设备

在电力品质不错的环境中(如住宅区与商业区),电力异常的现象并不常发生,计算机设备可以使用离线式 UPS,以降低购置成本。但是如果电力品质不佳的环境(如工业区、郊区、动力设备附近等),且软、硬件设备资料不容许因电力品质问题而故障,则最好是选用在线式 UPS 或线上互动式 UPS,才可提供设备更完善的保护。

重点提示:UPS 电源一般应用于保护重要设备,例如,计算机设备、精密仪器、医疗仪器等。由于 UPS 研发设计以计算机为主,并非所有负载均适用,尤其是电感性负载,如电风扇、空调等家电均不适用。因为电感性负载会有反电动势的产生,对于离线式 UPS 会造成伤害。此外如复印机、激光打印机等激活电流较大的设备也不适用于 UPS(因其瞬间启动电流大)。

3. UPS 容量的计算

UPS 不间断电源大都以 V·A(视在功率)为单位,V 为电压单位,A 为电流单位,电

压乘以电流就表示功率,也就是不断电系统的容量;以一部 $500\text{V} \cdot \text{A}$ 的不断电系统来说明,当其输出电压为 110V 时,其可供应电流 4.55A ,当负载所需求的电流值超过 4.55A 时,就表示超载了。

UPS 不间断电源另一个表示功率的单位是“W”, P 表示的是有功功率, S 表示视在功率($S=UI$),有功功率与视在功率的关系是: $P=UI\cos\varphi$, $\cos\varphi$ 为功率因数,不同的 UPS 产品功率因数不尽相同,有的是 0.6 ,有的是 0.8 ,目前大部分的市售产品都定在 0.7 。

负载总耗电量(S 值与 P 值)不得大于 UPS 输出功率(S 值与 P 值),否则就是超载。一旦市电异常或中断,UPS 无法正常运行。



第十一章 晶闸管整流和触发电路

半导体二极管组成的整流电路通常称为不可控整流电路,当输入的交流电压不变时,这种整流电路输出的直流电压也是固定的,不能任意控制和改变。然而在实际工作中,有时希望整流器的输出直流电压能够根据需要进行调节,例如交、直流电动机的调速、随动系统和变频电源等。在这种情况下,需要采用可控整流电路,而晶闸管正是可以实现这一要求的可控整流元件。本章除介绍晶闸管整流的原理及电路外,还将对晶闸管的触发电路进行简要分析。

第一节 晶闸管整流电路

一、晶闸管的结构和原理

晶闸管(SCR),是一种“以小控大”的功率(电流)型器件,它像闸门一样,能够控制大电流的流通,晶闸管由此得名。晶闸管具有体积小、质量轻、功耗低、效率高、寿命长及使用方便等优点,晶闸管不只是用来进行可控整流,它还可以用作无触点开关以快速接通或切断电路,实现将直流电变成交流电的逆变,将一种频率的交流电变成另一种频率的交流电等。晶闸管主要分为单向晶闸管、双向晶闸管和可关断晶闸管等,下面重点以单向晶闸管为例,说明晶闸管的工作原理。

单向晶闸管是一种三端器件,共有三个电极:控制极(门极)G、阳极 A 和阴极 K。单向晶闸管种类很多,按功率大小来区分,单向晶闸管有小功率、中功率和大功率三种规格,一般从外观上即可进行识别。小功率晶闸管多采用塑封或金属壳封装;中功率晶闸管的控制极引脚比阴极细,阳极带有螺栓;大功率晶闸管的控制极上带有金属编织套。常见单向晶闸管外形如图 11-1 所示。

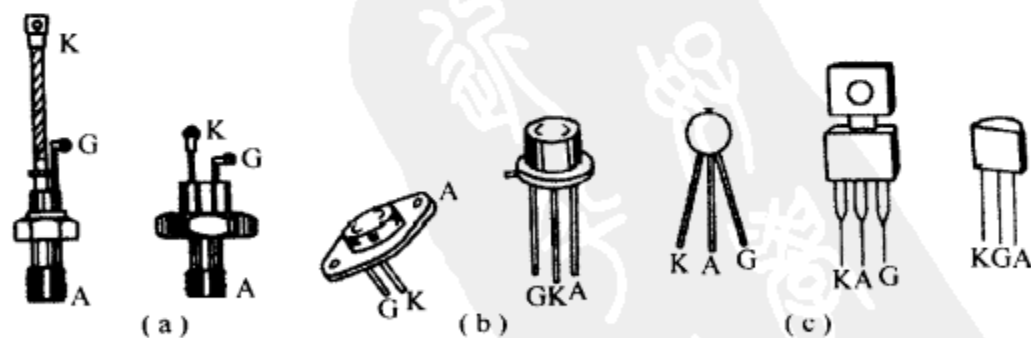


图 11-1 常见单向晶闸管外形
(a)螺栓形; (b)金属壳封装; (c)塑封。

图 11-2 是单向晶闸管的结构、等效电路和电路符号。

由结构图可见,单向晶闸管由 PNP 四层半导体构成。它的特性是,当阳极 A 和阴

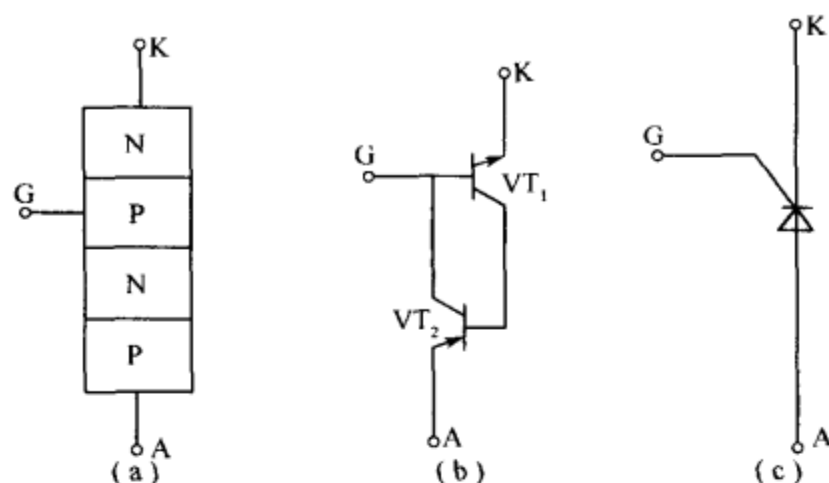


图 11-2 单向晶闸管的结构、等效电路和电路符号
(a)结构；(b)等效电路；(c)电路符号。

极 K 之间加上正极性电压时, A、K 还不能导通, 只有当控制极 G 再加上一个正向触发信号时, A、K 之间才能进入深饱和导通状态。而 A、K 两电极一旦导通后, 即使去掉 G 极上的正向触发信号, A、K 之间仍保持导通状态, 只有使 A、K 之间的正向电压足够小或在两者间施以反向电压时, 才能使其恢复截止状态。

可见, 晶闸管相当于一个可以控制的单方向导电的开关。晶闸管与二极管不同, 它具有可控性; 与三极管也不同, 它不具有阳极电流随控制极电流按比例增大的特性, 只有当控制极电流达到某一数值时(一般为几十毫安), 阳极与阴极之间由阻断突然变为导通。晶闸管导通后, 可以通过几十安至上千安的电流, 并且一旦导通后, 控制极一般就不再起控制作用。

为什么晶闸管必须在阳极加上正向电压的同时, 在控制极再加一个正向电压, 才能由阻断变为导通呢? 为了说明它的工作原理, 可以把晶闸管等效地看成由一个 NPN 型三极管 VT_1 和一个 PNP 型三极管 VT_2 组合而成, 如图 11-3 所示。阳极 A 是 VT_2 的发射极, 阴极 K 是 VT_1 的发射极, VT_1 的基极和 VT_2 的集电极连在一起成为控制极 G, 而 VT_1 的集电极和 VT_2 的基极也连在一起。

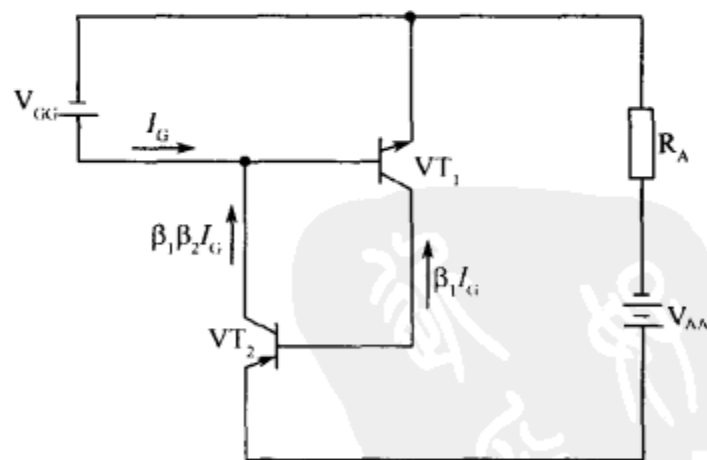


图 11-3 晶闸管的导通原理

当晶闸管的阳极 A—阴极 K 极间加上正电压 V_{AA} 后, 等效三极管 VT_1 、 VT_2 便具备了电流放大条件。此时若在它的控制极 G 上加正向电压 V_{GG} , 将产生电流 I_G , 流进 VT_1 的基极, 由于正反馈的作用, 使 VT_1 、 VT_2 进入饱和, 晶闸管阳极 A—阴极 K 间流过较大的电流, 管压降接近零, 电源电压几乎全部降落在负载 R_A 上。晶闸管导通后, 由于 VT_1 的基极上始终有比最初的控制极电流大很多的电流流过, 可以推知, 此时即使去掉控制极

电压 V_{GG} ，晶闸管仍然维持其导通状态。由此可见，要使晶闸管由阻断变为导通状态，控制极只需一个正的触发脉冲。

晶闸管在下述三种情况下不导通：一是阳极 A—阴极 K 间加负电压（阳负、阴正），此时等效的两只三极管均因反向偏置而不导通；二是阳极 A—阴极 K 间加正电压，但没有最初的控制极触发电压 V_{GG} ，晶闸管因得不到最初的触发电流，不能形成正反馈放大过程，所以不导通；三是阳极 A—阴极 K 间导通电流小于其维持电流，即不能维持其内部等效三极管的饱和状态，晶闸管因而也不导通。

二、晶闸管整流

将晶闸管作为整流器件可以组成可控整流电路。这种整流电路不仅能够将交流电变换成为直流电，而且其输出电压可以根据需要进行调节。可控整流也有多种形式电路，如单相半波、单相全波和单相桥式可控整流电路等。下面以单相桥式电路为例，说明晶闸管整流的工作原理。有关电路和波形如图 11-4 所示。

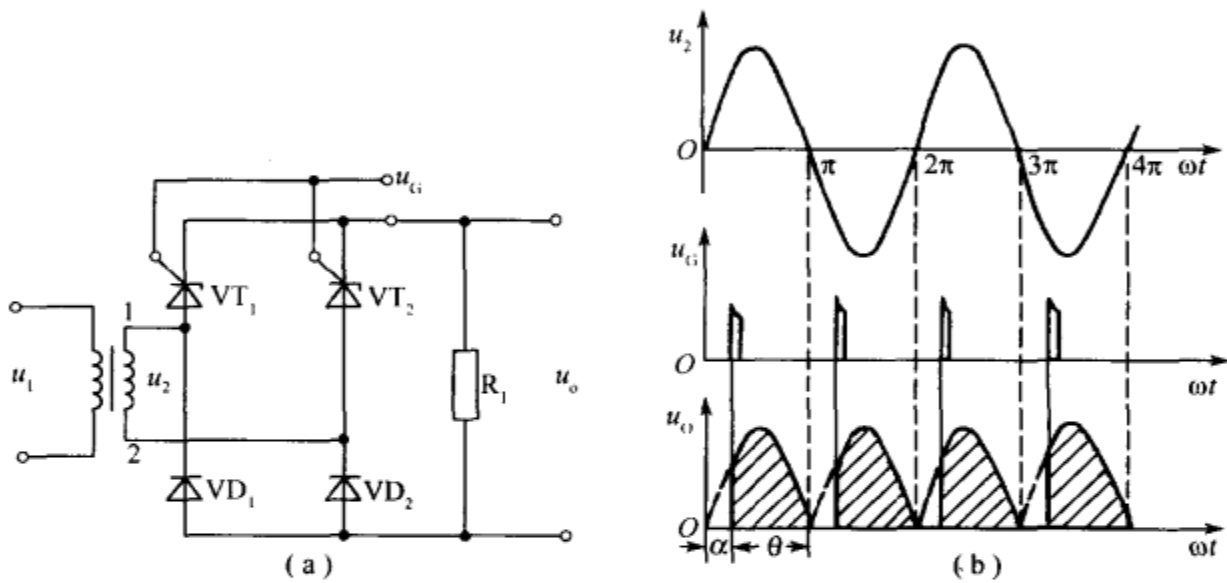


图 11-4 晶闸管整流电路

(a)单相桥式可控整流电路；(b)单相桥式可控整流电路波形图。

在图(a)所示的电路中， u_2 是变压器次级交流电压。当它为正半周时，晶闸管 VT_1 和二二极管 VD_2 承受正向电压，但若控制极不加触发脉冲， VT_1 仍不能导电，故负载中没有电流流过，假如当 $\omega t = \alpha$ 时控制极加上触发脉冲 u_G ， VT_1 突然导通，电流从 u_2 的 1 端出发，经 VT_1 、 R_L 和 VD_2 流向 u_2 的 2 端，由于晶闸管导通时管压降很小， u_2 基本上都降落在 R_L 上，因此可以认为 $u_o = u_2$ 。此时 VT_2 和 VD_1 承受反向电压，所以均不导通。

当 $\omega t = 180^\circ$ 时， u_2 降为零， VT_1 又变为阻断，在 u_2 的负半周， VT_2 、 VD_1 承受正向电压，当 VT_2 的控制极加上触发脉冲时， VT_2 导通，电流从 u_2 的 2 端出发，经 VT_2 、 R_L 和 VD_1 流向 1 端，直到 $\omega t = 360^\circ$ 时 VT_2 恢复阻断状态。

在图(b)的波形中，当触发电压早到时，晶闸管就早导通（图中 u_o 的阴影面积就大）；触发电压晚到时，晶闸管就迟导通（图中 u_o 的阴影面积就小）。因此，触发信号实际上控制着晶闸管的有效导通时间。通常用导通角与控制角来说明晶闸管导通时间的长短，见图(b)中的 θ 与 α 。

导通角 θ ：晶闸管导通的角度。导通角 $\theta = 0^\circ$ 时，晶闸管阻断，输出电压、电流均为零； $\theta = \pi$ ，称为全导通。

控制角 α : 触发信号的相位角。它与导通角的关系是 $\alpha = \pi - \theta$ 。

可见, α 与 θ 所说明的是同一事实, 只是表示方法不同而已, $\alpha = \pi$ 时, 输出为零, 晶闸管阻断; $\alpha = 0^\circ$ 时, 晶闸管在交流信号正半周中全部导通, 输出为周期性半波脉动电压或电流, 输出的平均电压最高。因此, 只要控制触发信号的相位角 α , 就可控制输出电压的大小。

重点提示: 对于晶闸管整流电路, 若负载为感性负载, 如图 11-5 所示, 则需要加入二极管 VD_3 , 这是因为, 在交流电压 u_2 正半周的某一时刻, 晶闸管 VT_1 触发导通, 电流由变压器次级线圈 1 端出发, 经 VT_1 、电感 L 、 R_L 及 VD_2 流回 2 端。此时, 电感 L 储存磁场能量。 u_2 进入负半周时, VT_2 尚未触发导通, 电感 L 释放能量, 这维持原来电流的大小及方向, VT_1 仍然处于导通状态而无法关断, 造成电路失控。若在输出端并联了一个续流二极管 VD_3 , 在 u_2 进入负半周时, VD_3 导通, 电感 L 通过 VD_3 迅速释放出磁场能量, 保证晶闸管整流电路正常工作。注意续流二极管极性不可接反, 以免造成短路。

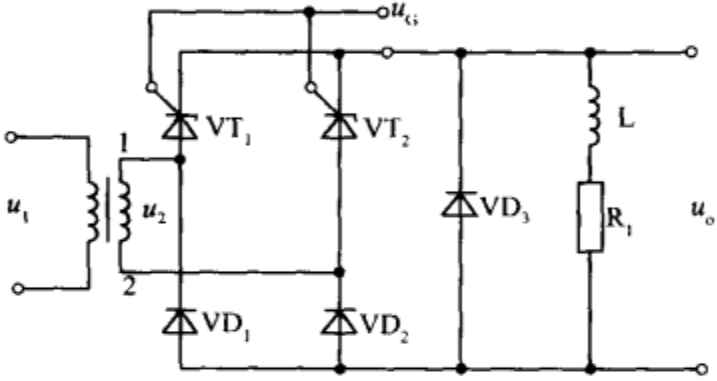


图 11-5 感性负载的晶闸管整流电路

*** 阅读材料 双向晶闸管**

单向晶闸管实质上属于直流控制器件, 要控制交流负载, 必须将两只晶闸管反极性并联, 让每只晶闸管控制一个半波, 为此需用两套独立的触发电路, 使用不够方便。双向晶闸管是在普通晶闸管的基础上发展而成的, 它不仅能代替两只反极性并联的单向晶闸管, 而且仅需一个触发电路, 是目前比较理想的交流开关器件。其英文名称 triac, 即三端双向交流开关之意。

尽管从形式上可将双向晶闸管看成两只普通晶闸管的组合, 但实际上它是由 7 只晶体管和多只电阻构成的功率集成器件。常见双向晶闸管外形如图 11-6 所示。

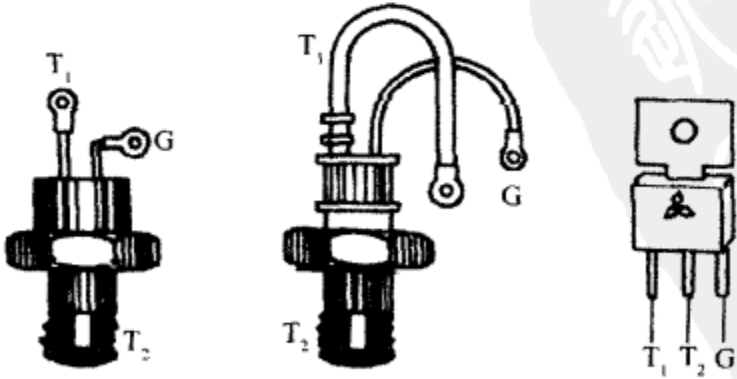


图 11-6 常见双向晶闸管外形

双向晶闸管的结构与电路符号如图 11-7 所示。

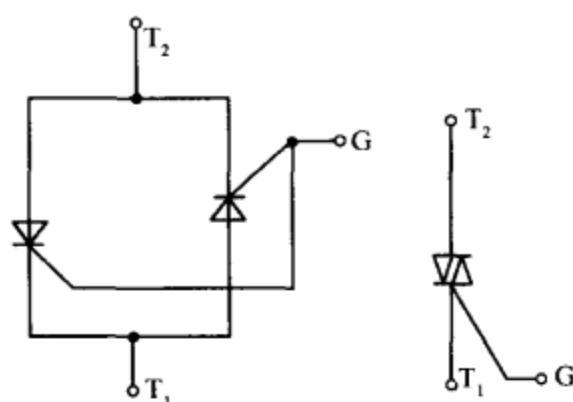


图 11-7 双向晶闸管的结构与电路符号

双向晶闸管的三个电极分别是 T_1 、 T_2 、 G 。与单向可控硅相比,主要是能双向导通,且具有四种触发状态,如图 11-8 所示。

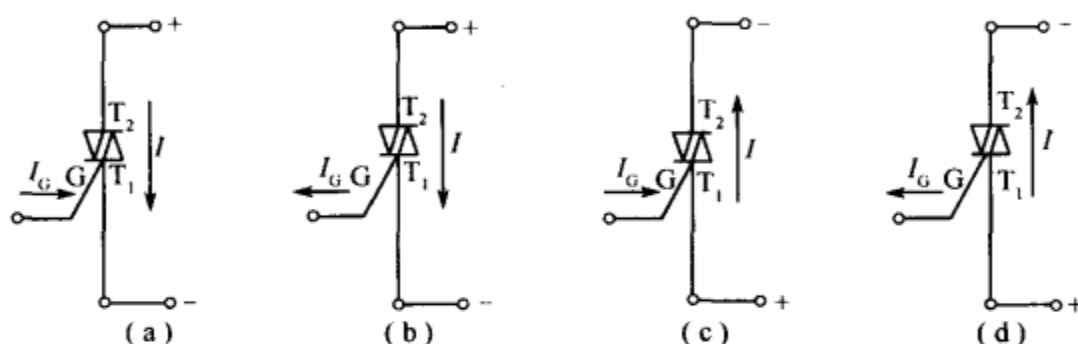


图 11-8 双向晶闸管的四种导通状态

当 G 极和 T_2 相对于 T_1 的电压为正时,导通方向为 $T_2 \rightarrow T_1$,此时 T_2 为阳极, T_1 为阴极。

当 G 极和 T_1 相对于 T_2 的电压为负时,导通方向也为 $T_2 \rightarrow T_1$, T_2 为阳极, T_1 为阴极。

当 G 极和 T_1 相对于 T_2 的电压为正时,导通方向为 $T_1 \rightarrow T_2$,此时 T_1 变为阳极, T_2 变为阴极。

当 G 极和 T_2 相对于 T_1 的电压为负时,则导通方向仍为 $T_1 \rightarrow T_2$, T_1 为阳极, T_2 为阴极。

另外,双向晶闸管也具有去掉触发电压后仍能导通的特性,只有当 T_1 、 T_2 间的电压降低到不足以维持导通或 T_1 、 T_2 间的电压改变极性,又恰逢没有触发电压时,晶闸管才被阻断。

图 11-9 为采用双向晶闸管的调光电路,可用于白炽灯调光,也可用于电风扇调速和电热器具调温,控制容量为 300W,电路中 VS 为双向晶闸管, VD 为双向触发二极管, R_P 、 R_1 、 C_1 和 R_4 、 C_2 是两个移相网络, R_2 是 VD 的限流保护电阻。在只有 R_P 、 R_1 、 C_1 移相网络的情况下,电源经过负载 R_L 、 R_P 和 R_1 向 C_1 充电, C_1 两端电压上升到大于双向二极管 VD 的阻断电压时, VD 导通,从而使双向晶闸管被触发导通。调节 R_P 可改变 C_1 的充电速度,即可改变双向晶闸管的触发角,因此 R_1 两端电压随 R_P 值的变化而变化。 R_4 、 C_2 为附加移相网络,它使 R_L 两端电压从 0V 至最大值连续调节,以满足不同电器设备的需要。 L 和 C_3 组成滤波电路,可防止电路产生射频干扰,影响其他电器设备的使用。

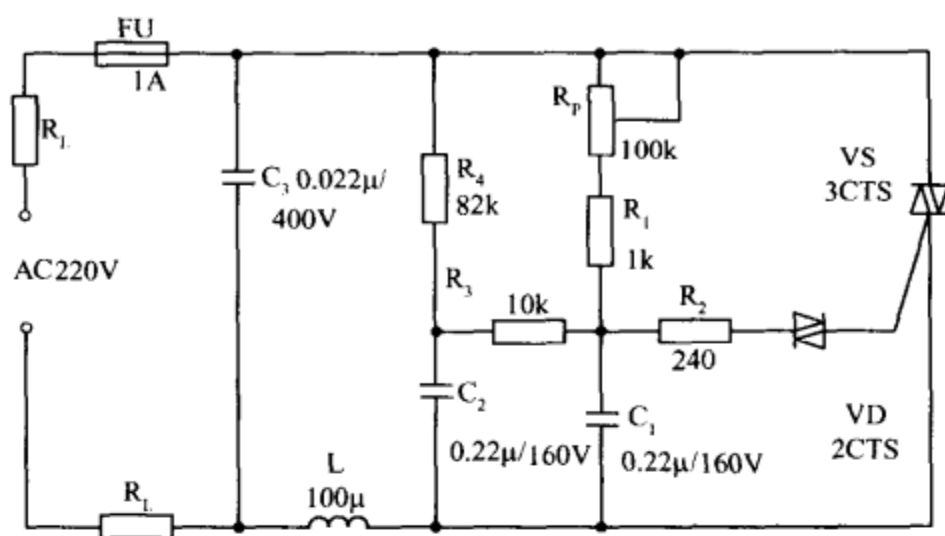


图 11-9 双向晶闸管应用电路

第二节 晶闸管的触发电路

晶闸管导通的条件:一是在它的阳极外加正向电压;二是在控制极与阴极之间加上正向触发电压。提供触发信号的电路称为触发电路。

为了保证晶闸管可靠地工作,对触发电路有以下几点要求:

①触发时,应能提供足够的触发功率。由于晶闸管控制极参数的分散性及随温度变化的不稳定性,为了使所有合格的晶闸管均能触发导通,又不损坏控制极,一般要在触发电路接到晶闸管控制极时,输出脉冲的幅度为 $5\text{V}\sim 8\text{V}$ 。

②为了保证触发时间准确,触发脉冲的前沿要陡,一般要求上升沿(前沿)时间小于 $10\mu\text{s}$ 。

③晶闸管控制极开通时间通常约为 $5\mu\text{s}$, 所以触发脉冲的宽度应大于 $5\mu\text{s}$, 一般取 $20\mu\text{s} \sim 50\mu\text{s}$ 。对于感性负载还应适当加宽; 否则触发脉冲消失时, 全电路的电流还上升不到维持电流, 则触发失败。

④不触发时,触发电路输出电压应小于 0.15V 。为了提高抗干扰能力,避免误触发,必要时可在控制极施加 $1\text{V} \sim 2\text{V}$ 的负电压。

⑤触发电路必须与主电路同步;否则输出电压的波形为非周期性,造成输出电压平均值不稳定。

触发电路必须同时满足上述要求才能使晶闸管整流电路可靠而稳定地工作。触发电路的种类很多,这里仅介绍目前应用较为广泛的单结管触发电路。

一、单结管的结构及特性

单结管是单结晶体管的简称,又称为双基极晶体管。它的内部结构如图 11-10(a)所示。单结管是在一个 N 型硅片的上下两端各引出一个电极,下边的电极称为第一基极 B_1 ,上边电极的称为第二基极 B_2 ,故称双基极晶体管。在硅片另一侧靠近 B_2 的部位掺入 P 型杂质,引出电极,称为发射极 E,发射极与 N 型硅片间构成一个 PN 结,故称为单结管。其电路符号如图 11-10(b)所示。

为分析方便,可以把两个基极 B_1 、 B_2 之间的 N 型区域等效为一个纯电阻 R_{BB} ,称为基

区电阻,它是单结晶体管的重要参数, R_{BB} 一般在 $2k\Omega\sim 10k\Omega$ 范围内。 R_{BB} 又可以看作是两个电阻的串联电路,其中 r_{B1} 为基极 $B1$ 与发射极 E 之间的电阻, r_{B2} 是基极 $B2$ 与发射极 E 之间的电阻。在正常工作时, r_{B1} 的阻值随发射极电流 I_E 的变化而改变,具有可变电阻特性。PN 结可等效为一个二极管 VD,图 11-10(c)是单结管的等效电路。

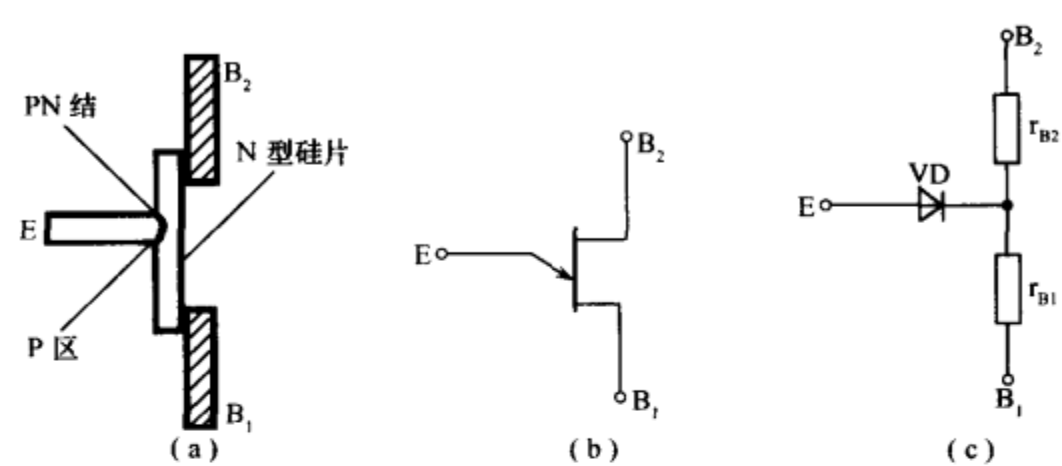


图 11-10 单结晶体管的结构、符号和等效电路
(a)结构;(b)符号;(c)等效电路。

若两个基极间加入一个直流电压 V_{BB} ,如图 11-11(a)所示,在 B_2 接正, B_1 接负,发射极 E 开路时, B_1 、 B_2 间便有很小的电流流过,设 B_1 、 B_2 两端的电压为 U_{BB} ,则 U_{BB} 在 r_{B1} 、 r_{B2} 上的分配关系为

$$U_A=\frac{r_{B1}}{r_{B1}+r_{B2}}U_{BB}=\eta U_{BB}$$

式中, η 为单结晶体管的分压比,它与元件的结构参数有关,一般在 $0.5\sim 0.8$ 之间,不受温度变化的影响,也是单向晶体管的一个重要参效。

当发射极外加电压 V_{EE} 时,设发射极电位为 U_E ,若 $U_E<\eta U_{BB}$,PN 结承受反向电压, $E-B1$ 间电阻 r_{B1} 很大,发射极只有很小的反向电流,单结晶体管处于截止状态,对应的一段伏安特性称为截止区,见图 11-11(b)特性曲线的 AP 段所示。当 U_E 增大到大于峰点电压 $U_P(U_P\approx\eta U_{BB})$ 时,PN 结承受正向电压,发射极电流 I_E 迅速增加, r_{B1} 的阻值急剧减小,于是,A 点电位下降, U_E 也随之降低(发射极电压 U_E 为 $U_E=U_D+U_A$),使 PN 结正向偏压增大, I_E 进一步增大,出现了 I_E 增大 U_E 反而降低的现象,称为负阻效应。对应伏安特性的 PV 段,称为负阻区。

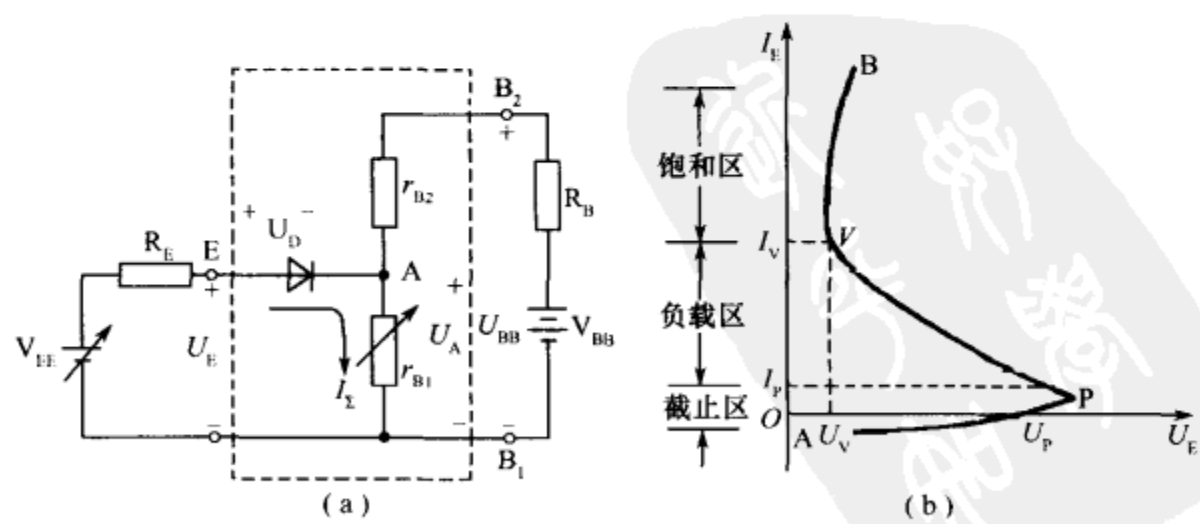


图 11-11 单结晶体管的伏安特性曲线
(a)实验电路;(b)特性曲线。

当发射极电流 I_E 继续增加, 发射极电压 U_E 不断下降, 下降到谷点电压 U_V 时, U_E 将开始线性上升, 对应伏安特性曲线上的 VB 段, 称为饱和区。

显然, 单结晶体管伏安特性曲线的最大特征就是存在一段负阻区。在晶闸管触发电路中, 希望选用 η 值稍高、 U_V 小、 I_V 大的单结晶体管, 可使输出脉冲幅度大, 移相范围宽。

由以上分析可以得出两点重要结论: 一是发射极电压 U_E 大于峰点电压 U_P 是单结晶体管导通的必要条件; 二是谷点电压 U_V 是维持单结晶体管导通的最小电压, 当 $U_E < U_V$ 时, 单结晶体管就进入截止状态。

二、单结管脉冲发生电路

图 11-12(a) 是一个典型的单结晶体管脉冲发生电路。它主要由一个单结晶体管 VT 和 RC 充放电电路组成, R_1 是负载电阻, R_2 起温度补偿作用。接通电源后, 在电容 C 两端可以获得连续的锯齿波电压, 在电阻 R_1 两端输出的是正向触发脉冲, 波形如图 11-12(b) 所示。这种脉冲单元电路一般称为张弛振荡电路。

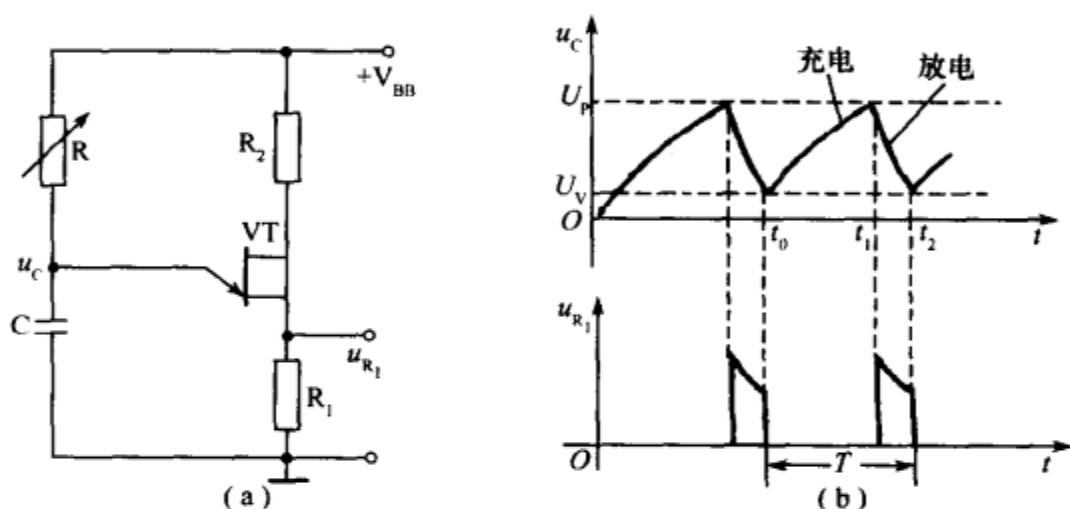


图 11-12 单结晶体管脉冲发生电路

(a) 电路图; (b) 波形图。

接通电源后, 电源 V_{BB} 通过电阻 R 向电容 C 充电, 使 u_C 按指数规律上升, 但在 u_C 小于单结晶体管峰点电压 U_P 时, 单结晶体管处于截止状态, R_1 两端没有电压输出。

当 u_C 上升到 U_P 值时, 单结晶体管突然导通, 电容 C 通过单结晶体管的发射结向电阻 R_1 放电。由于单结晶体管导通后 r_{BE} 急剧减小、 R_1 又很小 (一般仅为几十欧到几百欧), 所以起始放电电流很大, 使 R_1 两端的电压降发生正跃变, 形成陡峭的脉冲上升沿。随着电容 C 的放电, 单结晶体管的发射结电压按指数规律迅速下降, 降到谷点电压 U_V 时, 单结晶体管重新截止, 放电终止。由于放电过程十分迅速, R_1 上输出的脉冲下降沿 (后沿) 按指数规律很快下降, 成为比较窄的尖峰脉冲。

单结晶体管截止瞬间, 电源 V_{BB} 又开始给电容 C 充电, 开始了第二个充放电过程, 产生第二个输出脉冲, 这样周而复始, 电路中进行着周期性的非正弦振荡。张弛振荡电路的振荡周期为

$$T \approx RC \ln \frac{1}{1-\eta}$$

由此式可以看出, 改变 R 或 C 的数值即可改变脉冲周期的大小。 R 一般为几千欧至几十千欧, C 一般为 $0.22\mu F \sim 0.7\mu F$, R_1 一般为 $50\Omega \sim 100\Omega$, 温度补偿电阻 R_2 一般为

300Ω~500Ω。

三、单结管触发电路

上述单结晶体管张弛振荡电路输出的周期性尖峰脉冲还不能直接送到晶闸管可控整流电路作为触发信号。这是因为,晶闸管可控整流电路所接的是电网 50Hz 交流电源。为了实现整流电路输出电压“可控”,要求晶闸管承受正向电压的每半个周期内,发出第一个触发脉冲的时刻都相同,即每半个周期的控制角 α (或导通角 θ) 都应相同;否则,输出电压的波形就会忽大忽小,失去控制。

图 11-13 给出了触发脉冲与主电路电源不同步时的波形。从图中可以看出,由于在主电路电源电压的每个半周中,触发脉冲出现的时间不固定,因而晶闸管的导通角也不相等。当改变脉冲系列的周期时,输出电压的平均值并不相应地随着变化,也就不能达到平稳调压的目的。

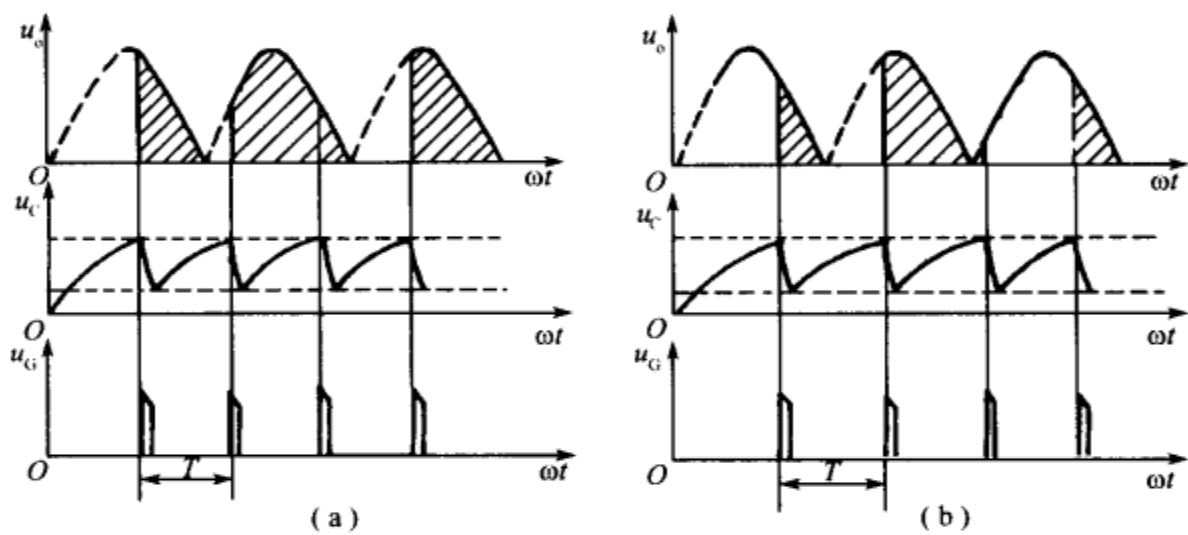


图 11-13 触发脉冲与主电路电源不同步
(a) T 较小; (b) T 较大。

为了实现同步,要求发出触发脉冲的时间与 50Hz 交流电源电压相互配合,即每次交流电源电压过零时,张弛振荡电路的电容 C 从零开始充电,这样才能使每个正半周内第一个触发脉冲到来的时间都相同,这种相互配合的工作方式称为触发脉冲与电源电压“同步”。

图 11-14 绘出了典型的二极管桥式整流电路作为张弛振荡电路电源组成的同步振荡电路。触发电路中,采用了一个同步变压器 T ,变压器的原边与主电路接至同一个交流电源,副边电压经桥式整流后再由电阻 R_3 和稳压管 ZD 削波,在稳压管两端得到一个高度为 U_z 的梯形波,然后用这个梯形波作为单结管触发电路的电源电压。电路中各处波形如图 11-15 所示。

由波形可见,当主电路电源过零时,梯形波 U_z 也过零点,也就是说,单结管触发电路的电源电压 $U_{BB}=0$,此时峰点电压 U_P 也接近于零,因此单结管的 $E-B_1$ 结导通,电容 C 迅速将电荷放掉,然后在下一个半周开始重新从零开始充电,从而保证了触发电路和主电路的同步。由图中还可看出,在主电路交流电源的半个周期内,触发电路可能产生若干个脉冲,但是其中只有第一个脉冲将晶闸管触发,使之由阻断变为导通,随后的一系列脉冲对晶闸管不起作用。改变张弛振荡电路中的电位器 R 的阻值,就对以改变电容器充电时间的长短,也就改变了控制角 α 的大小,从而调节了输出电压。

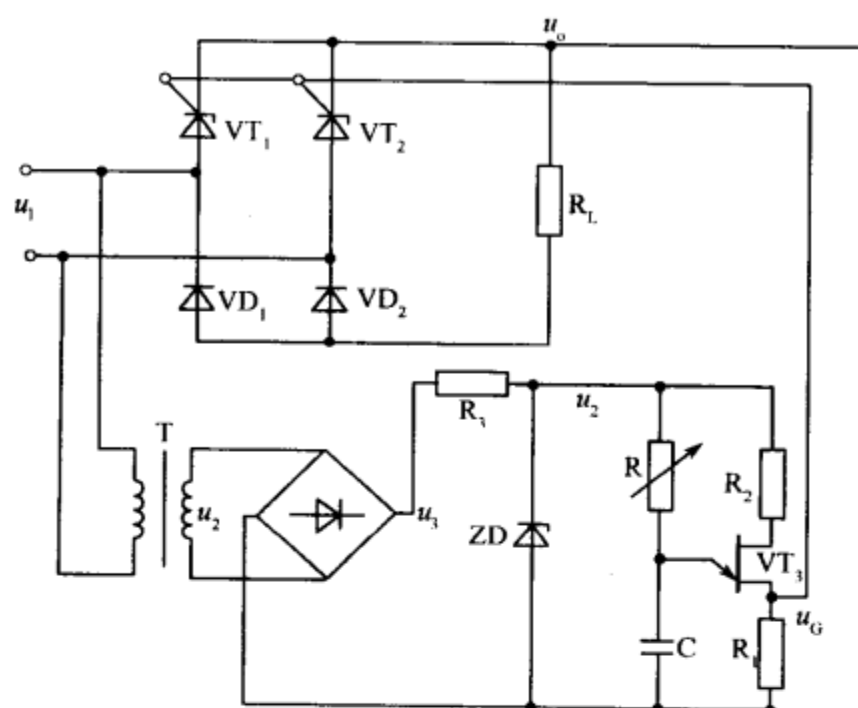


图 11-14 单结管触发电路

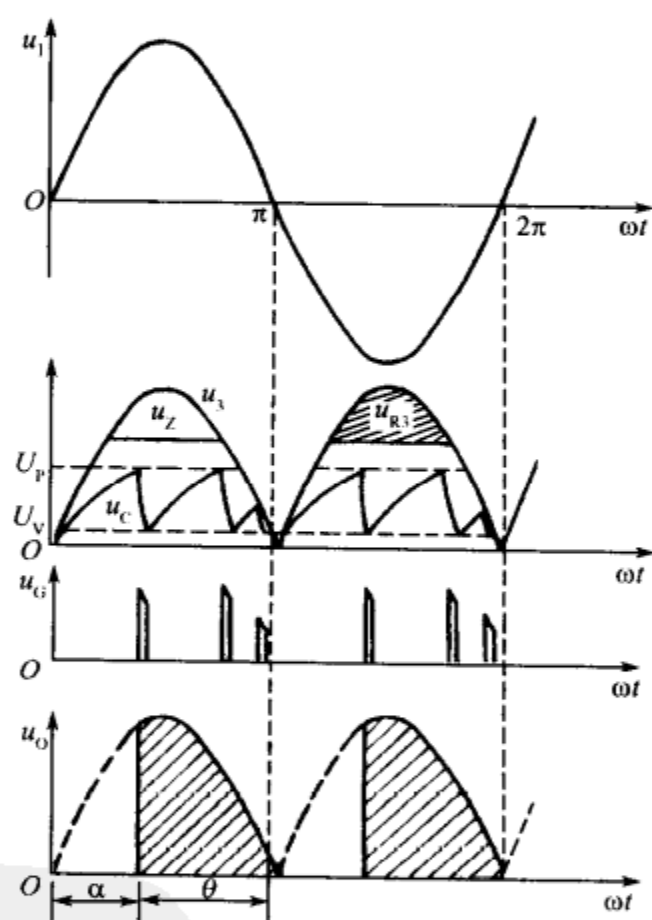


图 11-15 单结触发电路波形图

第十二章 调制与解调电路

无线电通信、广播的主要任务是传递用语言、音乐、文字和图像等表达的信息。信息的传递过程是,在发送端通过一种“转换装置”把信息转换成相应的电信号,然后,将电信号传送到接收端,再利用另一种“转换装置”将电信号转换为相应的信息。电信号的传送,无论是有线通信还是无线通信,一般都不是将原始信号直接发送到接收端,而是通过“调制”的方法把原始信号转换成带有原始信号特色的高频信号发送出去。接收端再通过“解调”的过程将高频信号恢复成为原始信号,最后将原始信号恢复成信息。本章介绍的调制和解调内容在无线电理论中占有十分重要的地位,如果没有调制与解调技术,就没有无线电通信,没有广播和电视,也没有传真、移动电话和计算机通信及国际互联网。

第一节 无线电传播基础知识

一、电磁波

1. 电磁波的概念

当我们打开电视机,转动频道旋钮到某一位置时,就能收到某地区发生事件的画面和声音。电视机和这一地区并没有用导线互相连接,那里所发生的事件的场景和声音是怎样传来的?原来这些画面和声音是通过电视台向外发送电磁波来实现的。那么,什么是电磁波呢?电磁波是看不见的电场和磁场互相转换的一种运动形式,它不需要导线进行传播,所以人们也把它叫做无线电波。

2. 电磁波的产生

英国物理学家麦克斯韦总结了电、磁的运动以后,提出了统一的电磁场理论,预言了电磁波的存在,后来德国物理学家赫兹从实验上证实了这理论的正确性。麦克斯韦提出:如果在空间某处发生了不均匀变化的电场,就会在邻近的空间引起变化的磁场,这个变化的磁场又会在较远的空间引起新的变化的电场,接着又在更远的空间引起新的变化的磁场,如图 12-1 所示。图中, E 表示电场强度, B 表示磁场强度。这样,变化的电场和变化的磁场并不局限于空间某个区域,而要由近及远向周围空间传播开去,电磁场这样由近及远地传播就形成电磁波。

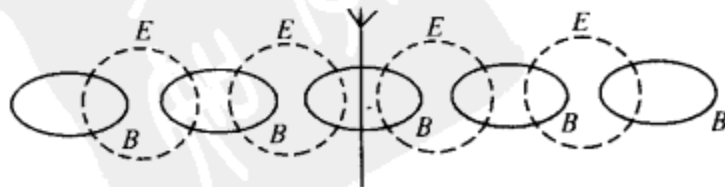


图 12-1 电磁波形成示意图

3. 电磁波的特点

图 12-2 表示作正弦变化的电场或磁场所引起的电磁波在某一时刻的波的图像,波峰表示在该点的电场强度 E 或磁感应强度 B 在正方向具有最大值,波谷表示在该点的 E 或 B 在反方向具有最大值,两个相邻的波峰(或波谷)之间的距离等于电磁波的波长,在任一时刻, E 和 B 沿电磁波的传播方向是作正弦变化的,在传播方向上的任一点, E 和 B 都是随时间作正弦变化的,即 E 和 B 在振动, E 的振动方向平行于 x 轴, B 的振动方向平行于 y 轴,它们彼此垂直,而且都跟波的传播方向垂直,因此电磁波是横波。

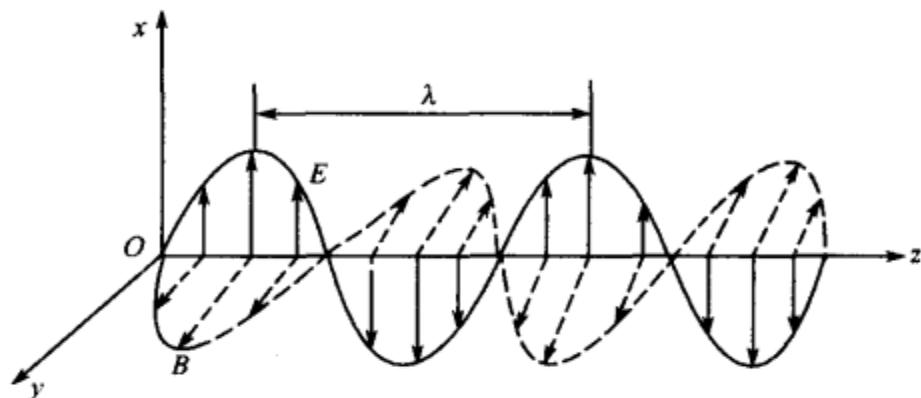


图 12-2 沿 z 轴传播的电磁波在某一时刻波的图像

从场的观点来看,必须把场看作能量的储存场所,电场储存电能,磁场储存磁能,电磁场储存电磁能,因此,电磁波的发射过程,也就是辐射能量的过程,电磁波在空间传播,电磁能就随着一起传播。

电磁波有一点跟机械波大不相同,机械波要靠媒质来传播,电磁波可以在真空中传播,它的传播并不需要靠别的物质来做媒质;由于变化的电场和变化的磁场具有密不可分的联系,电磁波本身就能够传播。

二、电磁波的频率、波长

频率是指在单位时间内电场强度 E (或磁场强度 B)进行完全振动的次数,通常用 f 表示。波长是指在波的传播方向上相邻两个振动完全相同点之间的距离,通常用 λ 表示。波速是指电磁波在单位时间内传播的距离,通常用 v 表示。频率 f 、波长 λ 和波速 v 之间关系为

$$v = \lambda f$$

如果一电磁波在 1s 内振动一次,该电磁波的频率就是 1Hz,在国际单位制中,波速的单位是 m/s,波长的单位是 m,频率的单位是 Hz。

电磁波是向空间各个方向传播的,它的传播速度很快,和光速相同,即电磁波在真空中的传播速度 $c = 3.00 \times 10^8$ m/s,电磁波在空气中的传播速度和在真空中近似。波速可视为一常数,因此,波长和频率是成反比例的:波长越短的无线电波,它的频率越高;波长越长的无线电波,它的频率越低。

不同的频率的(或不同波长)电磁波具有不同的性质用途。人们按照其频率或波长的不同把电磁波分为不同的种类,频率在 300GHz(1GHz = 10^9 Hz)以下的波称为无线电波,主要用于广播,电视或其他通信;频率在 3×10^{11} Hz ~ 4×10^{14} Hz 之间的波称为红外线,它的显著特点是给人以“热”的感觉,常用于医学上的物理治疗或红外线加热、探测等;频率

在 $3.84 \times 10^{14} \text{ Hz} \sim 7.69 \times 10^{14} \text{ Hz}$ 之间的波为可见光,它能引起人们的视觉;频率在 $8 \times 10^{14} \text{ Hz} \sim 3 \times 10^{17} \text{ Hz}$ 之间的波称为紫外线,具有较强的杀菌能力,常用于杀菌、消毒;频率在 $3 \times 10^{17} \text{ Hz} \sim 5 \times 10^{19} \text{ Hz}$ 之间的波称为 X 射线(或伦琴射线)它的穿透能力很强,常用于金属探测、人体透视等;在原子核物理中还有频率为 10^{22} Hz 以上的射线,其穿透能力就更强了。

三、波段与频段

由于利用频率可以计算出波长,一个频率范围将对应一个波长范围,所以频段与波段具有同样的意思。两个叫法是对应的,也是通用的,在电视广播领域中,更多使用波段。

1. 波段

在我们周围的空间里,存在着形形色色的广播、电视和无线电通信所用的电磁波,它们的频率和波长各不相同,用途也有所不同,人们把无线电通信所用的电磁波按波长分为几个波段,各波段的名称和主要用途见表 12-1 所列。

表 12-1 无线电波波段的名称和主要用途

波 段		波 长	频 率	传播方式	主要用途
长波 LW(低频 LF)		30000m~3000m	10kHz~100kHz	地波	超远程无线电通信和导航
中波 MW(中频 MF)		3000m~100m	100kHz~3000kHz	地波和天波	无线电广播和电报通信
短波 SW(高频 HF)		100m~10m	3MHz~30 MHz	天波	无线电广播电视、导航
微波 (超短波)	米波(甚高频 VHF)	10m~1m	30MHz~300MHz	直线传播	电视、雷达、导航
	分米波(特高频 UHF)	10dm~1dm	300MHz~3000MHz		
	厘米波(超高频 SHF)	10cm~1cm	3000MHz~30000MHz		
	毫米波(极高频)	10mm~1mm	30000MHz~300000MHz		

2. 频段

频段是指传送一个信号源节目所使用的频率(或波长)范围。通常一个频段(或波段)能够再分成多个频道。

* 阅读材料 有线电视机的增补频段

目前,我国使用的电视频道主要划分为 VL 波段或 VHF-I 频段(1~5 频道,频率范围 48.5MHz~92MHz)、VH 波段或 VHF-III 频段(6~12 频道,频率范围 167MHz~223MHz)、U 波段(13~57 频道,频率范围 470MHz~870MHz)。频道排布情况如图 12-3 所示。

从这些频率安排可以看出,各波段之间并不连续,它们之间有部分未使用的空频段,可作为增补频段,供有线电视系统传输节目,有线电视也是按照每套节目就占用一个频道,每个频道占 8MHz 带宽的规则,VL 和 VH 波段之间的频率间隙已经很小,有线电视台在 111MHz~167MHz 的范围内增加了 7 个频道,标为 $Z_1 \sim Z_7$ (增 1~增 7)。VH 和 U

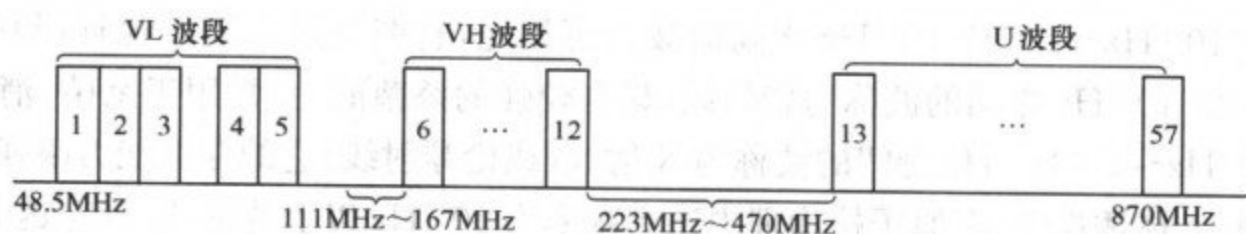


图 12-3 频道排布情况

波段之间的间隙较大,按照 VH 波段向上延伸的程度,常用的增补范围有两种:VH 波段向上延伸到 295MHz,称为 300MHz 增补,增补的有线电视节目为 $Z_1 \sim Z_7$ 、 $Z_8 \sim Z_{16}$ 。VH 波段向上延伸到 447MHz,同时 U 波段自 470MHz 向下延伸到 447MHz,称为 470MHz 增补。增补节目为 $Z_1 \sim Z_7$ 、 $Z_8 \sim Z_{35}$ 、 $Z_{36} \sim Z_{38}$ 。

要使电视机能够接收到增补频段,电视机的高频头应具有增补频道接收功能。现在新生产的电视机,虽然型号中没有注明,但都是增补的。

四、无线电波的传播

不同波长的电磁波有着不同的传播特性,无线电波的传播方式大致有三种:地波、天波和直线传播,如图 12-4 所示。

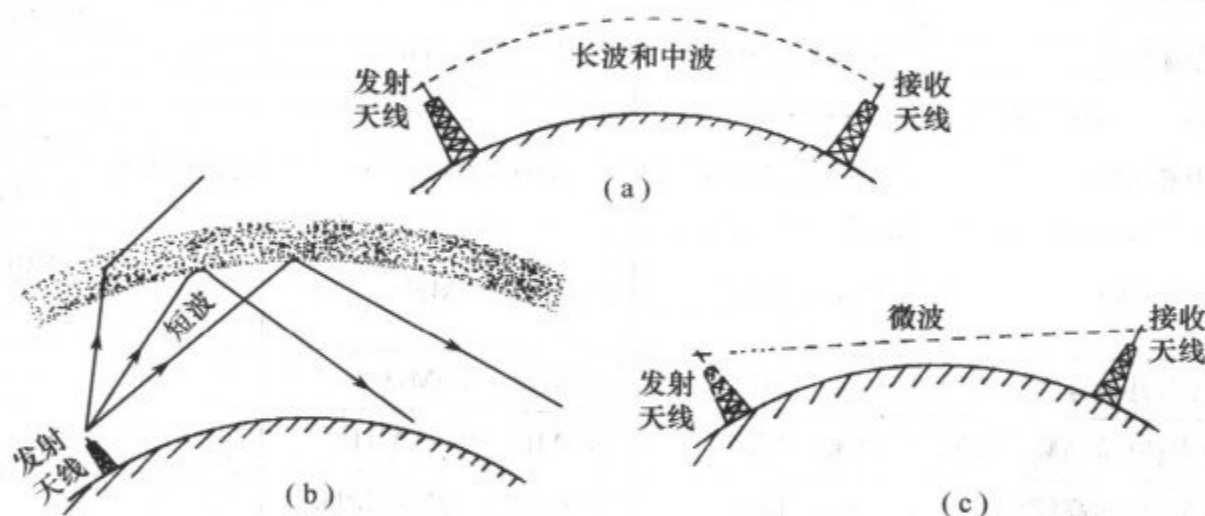


图 12-4 不同波长的电磁波传播方式

(a)地波;(b)天波;(c)直线传播。

1. 地波

沿地球表面空间传播的无线电波叫做地波,地面上有高低不平的山坡和房屋等障碍物,无线电波要绕过这些障碍物,才能被各处的接收机收到。波的重要特性之一是衍射,当波长大于或相当于障碍物的尺寸时,波可以绕到障碍物的后面,地面上的障碍物一般不太大,长波能很好地绕过它们,中波也能较好地绕过它们,短波和微波的波长过短,绕过障碍物的本领很差。

地球是导体,地波沿地面传播时地球表面会因电磁感应而激起感生电流,这就要损失能量,这种能量损失随频率的增高而增大,因此,从能量损失的角度来看,这种传播方式对长波、中波比较适宜。对短波和微波则不适宜。地波在传播过程中要不断损失能量,因此中波的传播距离不太大,一般在几百千米范围内,收音机在这一波段一般只能收听到本地或附近省市的电台,就是这个缘故。虽然长波的传播距离可以远得多,但发射长波的设备庞大,造价高,因此无线电广播一般不用长波,由于地波传播稳定可靠,近年来在超远程无

线电通信和导航技术等方面,发射长波的技术已有很大发展。

2. 天波

依靠电离层的反射来传播的无线电波叫做天波。什么是电离层呢?在地球表面的大气层中,在大约 50km 到几百千米的范围内,一部分中性气体分子由于受到太阳光的照射而发生电离,分解为带正电的离子和自由电子,这层大气就叫做电离层。电离层对于不同波长的电磁波表现出不同的特性,对于波长短于 10m 的微波,电离层能让它穿过,飞向宇宙;对于波长超过 3000m 的长波,电离层基本上把它吸收掉;对于中波和短波,波长越短,电离层对它吸收得越少而反射得越多,因此,短波最适宜以天波的形式传播,可以传到几千千米以外的远处。

电离层是不稳定的,白天电离程度高,夜晚电离程度低。夜晚电离程度低,电离层对中波的吸收减弱,这时中波也可以用天波的形式传播。收音机在夜晚能够收听到许多远地的中波电台,就是这个缘故。由于电离层不稳定,电离程度和高度经常变化,无线电波到达接收机时强弱也随着时刻变化,因此在用一般收音机收听短波广播时,声音常是忽大忽小,高级收音机里,增设特殊的线路自动控制音量,来解决这个问题。

3. 直线传播

微波又叫超短波,它既不能以地波的形式传播,又不能依靠电离层的反射以天波的形式传播。微波的传播形式跟光相似,是沿直线传播的,这种沿直线传播的无线电波叫做空间波或视波。

地球表面是圆球形的,沿直线传播的微波能够传播的距离不大,一般为几十千米,这种传播方式受大气的干扰小,能量耗损小,接收到的信号较强而且比较稳定,电视、雷达采用的都是微波。

远距离传送微波,需要设立中继站,由某地发射出的微波被中继站接收,放大后再传向下一站,这样一站传一站,把微波传向远方。有了同步通信卫星以后,微波的传送多了一个好办法,同步通信卫星在赤道正上空,绕地心转动的周期和地球自转的周期一样,从地球上看来,它是在赤道上空某处静止不动的,只要有三颗同步通信卫星做中继站,就可以把微波信号传遍全世界。

* 阅读材料 激光通信

随着社会的进步,人们需要传递的信息量越来越大,对通信的质量要求越来越高随着科学技术的发展,近几十年来出现了一种新的通信方式——激光通信。

激光是由一种叫做激光器的装置发射出来的,不同的激光器可以发出不同颜色的激光。与普通光比较,激光有以下的特性:

①从普通光源发出的光是向四面八方传播的,传得越远,光束越分散;而激光具有很高的方向性,激光沿一定方向传播时几乎是不发散的,即便把激光射到距地球 38 万 km 的月球上,也只发散成一个直径为几千米的光斑。

②普通光源发出的光,是由多种不同的色光混合而成的,即使普遍认为很好的单色光源发出的光,也是由相近的色光组成,颜色并不很纯;而激光具有很高的单色性,颜色很纯。

③激光具有很高的亮度,一台大功率激光器发出的激光,亮度可达太阳亮度的 10^7

倍 $\sim 10^{14}$ 倍。

激光具有上述特性,因而广泛应用于机械加工(如打孔、切割)、精密测量、医疗手术、军事武器等方面。

激光通信与无线电通信类似,即先将声音和图像信号调制到激光束上,然后把载有声音和图像信号的激光发送出去,最后用接收装置把声音和图像信号检出来。

如果地面气候条件好,可以在直线距离为几十千米至上百千米的两点之间直接进行激光通信。但是大气中的云、雨、雾、烟尘等因素,会使通信距离和通信质量受到限制。

为了克服上述缺陷,科学家们研究和发展了激光的光纤通信,并取得了很大的成功,光纤是一种非常细的玻璃丝,比人的头发丝还要细,直径只有十分之几毫米,光纤由内芯和包层两部分组成,内芯由光速较小的物质做成,包层由光速较大的物质做成。光在内芯中传播时,不断被包层反射回来,曲折前进,这样,带有信号的激光就沿着光纤向前传播,不受外界条件的干扰,使激光通信能传播很远,并且能提高通信质量。

激光的光纤通信还有容量大的优点。一根光纤可以传送几百路电话、几个频道的电视节目。

在我国,已在几个大城市内和相互之间建成了利用激光的光纤通信系统。

第二节 无线电发射和接收设备的组成

一、通信系统的组成

一个完整的通信系统应该包括信号源、发送设备、传输信道、接收设备、终端设备五部分。其方框图如图 12-5 所示。

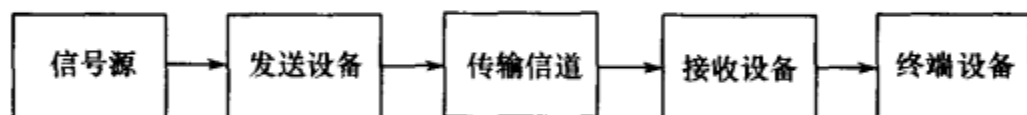


图 12-5 通信系统组成方框图

通信系统所传送的信息可以是声音,也可以是图像。在进行通信以前,首先要把传送的声音信息或图像信息变为电信号,这个电信号就是信号源。

由信号源传来的信号再由发送设备进行处理。发送设备主要有两大任务:一是调制,二是放大。其目的是将需要传送的信号通过天线高效率、远距离地辐射出去,使之在传输信道中传播。

传输信道是连接发、收两端的信号通道,又称传输媒介。传输信道可分为两大类:有线信道(如架空明线、电缆、光纤等)和无线信道(如自由空间)。不同信道具有不同的传输特性,相同媒介对不同频率的信号也有不同的传输特性。例如,在自由空间媒介里,电磁能量以电磁波的形式传播。不同频率的电磁波有着不同的传播方式:长波和中波以地表波的形式传播;短波以电离层反射波的形式传播;而超短波以上波段则通常以直射波的形式传播。

接收设备的任务是将信道传送过来的已调信号进行处理,以恢复出与发送端相一致的原始信号,这个过程就是解调。由于信道的衰减特性,经远距离传输到达接收端的信号

电平通常是很微弱的,需放大后才好解调。同时,在信道中还会存在许多干扰信号,因而接收设备还必须具有从众多信号中选择有用信号,滤除干扰信号的能力。

终端设备是将接收设备输出的原始电信号变换成原来形式的消息,如声音、图像等,供受信者使用。

由通信系统的组成和原理可以看出,发送设备和接收设备是现代通信系统的核心部分。

二、无线电发射设备的组成

图 12-6 为无线电广播调幅发射机的组成方框图。它包括三个部分:高频部分、低频部分和发射天线。

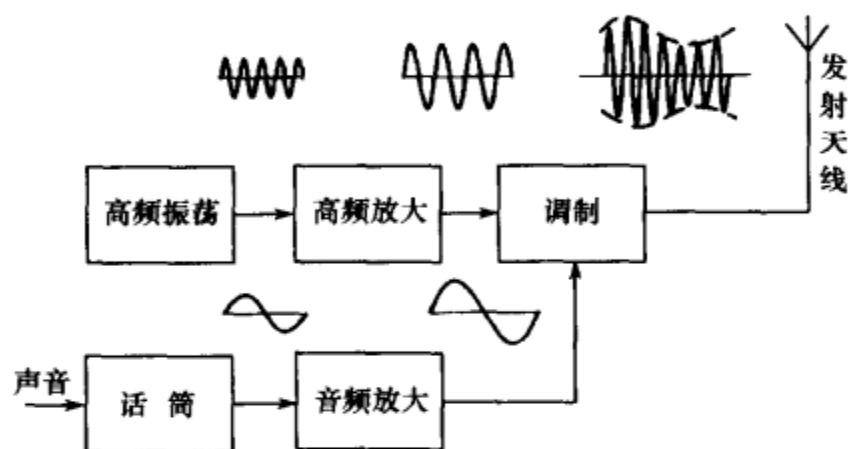


图 12-6 调幅发射机的组成方框图

1. 高频部分

高频部分主要包括高频振荡、高频放大及高频功放及调制三部分。

(1) 高频振荡电路

无线电波的重要特性就是它的发射频率越高,辐射能力越强。在无线电发送装置中,用来传送音频和视频信号的高频电波称为“载波”,产生高频载波的电路叫高频振荡电路。高频振荡电路把电源的直流电能转换成等幅高频正弦信号,这个信号的频率就是广播电台的发射频率。有时为了把振荡器的频率提高到所需的数值,可以在其后面加若干级倍频器。

(2) 高频放大电路

高频放大电路是将高频振荡信号放大到足够大,使信号的输出功率达到所需的发射功率电平,经发射天线有效地辐射出去。

(3) 调制电路

理论与实践证明,要有效地辐射电磁能量,发射天线的长度必须等于电磁波波长的 $1/2$ 。那么要发送频率为 $20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$ 的音频信号,发射天线的长度约要 $15\times 10^7\text{m}$,要制造这样长度的天线是不现实的,因此直接发送音频信号是行不通的。为了在可实现的天线长度内有效地辐射电磁波,人们利用容易辐射的高频电波来“运载”所要传送的音频信号,也就是使高频无线电波的振幅随所要传送的音频信号的变化而变化。这个高频无线电波叫“载波”,例如,某中波广播电台的频率为 540kHz ,这个频率是指载波的频率,是由高频电磁振荡产生的等幅正弦波的频率。用所要传送的语言或音乐信号去改变高频振荡信号的幅度,使高频振荡信号的幅度随语言或音乐的变化而变化,这个控制过程就称为

调制。其中语言或音乐信号叫做调制信号。调制后的载波就载有调制信号所包含的信息,称为已调波。能够完成上述调制任务的电路叫调制电路。

调制后的信号再经天线辐射出去,因此,天线辐射出去的信号实际上是高频已调信号。不同的广播电台的发射机,可以选择不同频率的载波。这样,不同的广播电台的信号,调制在不同的频率上,互相之间不会干扰。

重点提示:一个交流电的特征可以用它的振幅、频率(周期)和相位三个参数来表示。高频率振荡信号同样是一个交流信号,它的特征同样可以用振幅、频率和相位三个参数来表示,只是频率比较高。因此,可以用音频信号去控制这三个参数中任一个参数,通常称控制振幅的为调幅(AM)方式,它的特点是正弦载波的幅度随调制信号的变化而相应改变,主要用于调幅广播的信号传输。控制频率的为调频(FM)方式,它的特点是正弦载波的瞬时频率随调制信号的变化而相应改变,载波的幅度则始终不变,主要用于调频广播和电视伴音的传送。控制位相的为调相(PM)方式,它的特点是正弦波的瞬时相位随调制信号的而变化,主要用于数据传输和数字通信。

2. 低频部分

低频部分主要有音频放大器,它将音频信号放大到足够大,然后在调制电路中对高频载波进行调制。

3. 发射天线

将已调制的高频信号电流送入天线,转换成相应的电磁波辐射到空间。在发射天线与发射机末级之间要加匹配网络,使发射功率足够大,发射效率足够高。

重点提示:天线是电波的换能器件,用以发射和接收电波。它的工作有点像音响里的扬声器和传声器,它把在电路里流动的高频电流通过电磁感应转换成高频电磁波向外辐射,天线也把在空间的电磁波通过感应转换成高频电流。因此,天线是收发互逆的。

为了使天线的辐射提高,必须使流过天线导体的高频电流尽量的大,我们知道,当电路处于谐振状态时,电路上的电流最大,因此,若使天线处于谐振状态,则天线的辐射最强。由传输线理论可知,当导体长度为接收信号波长的 $1/2$ 时,该天线呈现谐振状态,阻抗为纯阻性,输出功率最大。因此,天线大都采用 $1/2$ 波长的振子长度单位。

三、无线电接收设备的组成

无线电信号的接收过程正好和发射过程相反。在接收端,接收天线将收到的电磁波转变为已调波电流,然后从这些已调波电流中选择出所需的信号进行放大和解调。这种直接放大式接收机的方框图,如图 12-7 所示。

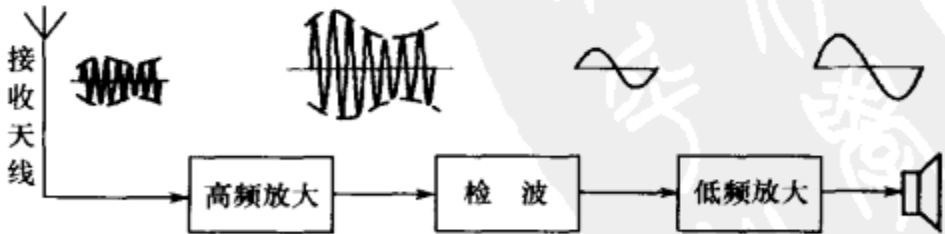


图 12-7 直接放大式接收机方框图

直接放大式接收机的缺点是灵敏度和选择性均较差,原因是接收机的前级高频小信号调谐放大器需要经常调谐以选择不同频率的信号,选择性不会很好。由于小信号调谐

放大器放大的信号是高频已调信号,为了保证放大器的工作稳定性,其增益不可能很高。因此,这种接收机目前已不多用。图 12-8 所示的超外差式接收机能够有效地克服上述缺点,得到广泛应用。

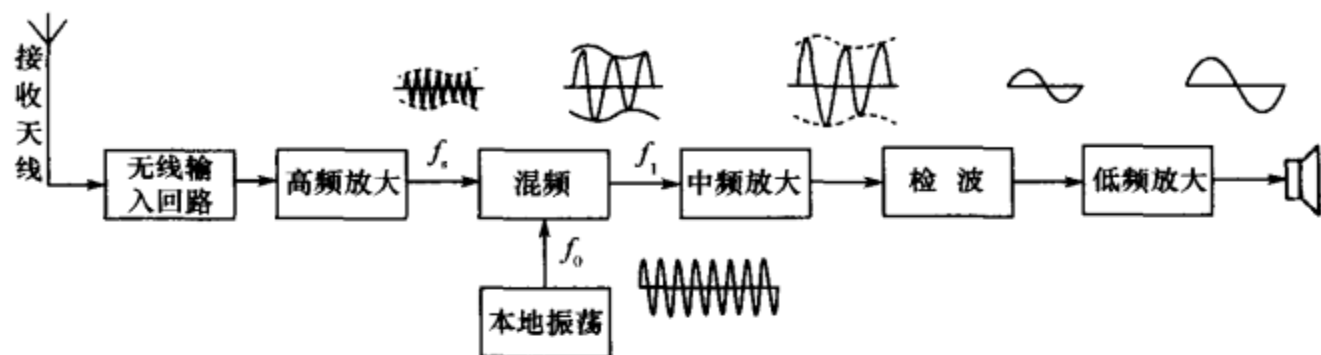


图 12-8 超外差式接收机方框图

从图中可以看出,超外差式接收机主要有接收天线、天线输入回路、高频放大电路、混频和本地振荡电路、中频放大电路、检波电路和低频放大电路等几部分组成。

1. 接收天线

接收天线把广播电台发送的高频调幅无线电波接收下来,把它转换为已调制的高频电信号。接收天线的优劣,对接收机的性能指标有很大的影响。

2. 天线输入回路

天线输入回路又称选频电路,它是由电感线圈和电容器组成的并联调谐回路。调整 L 或 C 值,会调谐振回路的固有振荡频率 f_0 发生变化,从而与所要接收的某一电台载波信号发生谐振,把这一频率的已调波选择出来。

3. 高频放大电路

高频放大电路的作用是将选频电路选择出来的高频信号进行放大,使高频信号电压的幅度达到 1V 左右。

4. 混频、本地振荡和中频放大电路

超外差式接收机与直接放大式接收机相比,增加了混频器和本地振荡和中频放大电路三种功能电路。混频器的作用是将接收到的不同载波频率的高频已调信号变为固定频率的中频已调信号。其原理是:用本地振荡器产生的正弦振荡信号(其频率为 f_0)与接收到的高频已调信号(其频率为 f_s)在混频器中进行混频,得到中频已调信号(其频率为 f_1),通常选取 $f_1 = f_0 - f_s$ 。这种作用就是所谓外差作用,这也是超外差式接收机名称的由来。当输入信号频率变化时,本地振荡器的频率也相应变化,保持中频固定不变。

由于中频放大器放大的信号频率较低,在保证稳定性的前提下,可以获得较高的增益,且其调谐回路的谐振频率固定,不需要经常调谐,可以获得较高的选择性。

5. 检波电路

检波电路也叫解调电路,它与调制的过程相反,通过检波去掉高频载波,取出原调制信号——音频信号。

6. 低频功率放大电路

低频功率放大电路的作用是对解调电路输出的音频信号进行不失真的放大,以推动扬声器发出声音。

第三节 调幅及解调(检波)电路

一、调幅

1. 调幅信号的波形

我们知道,调幅就是用调制信号去控制高频载波的振幅,使高频载波的振幅按调制信号的变化规律而变化。图 12-9 是当调制信号为正弦波(把正弦和余弦波形统称为正弦波)时,调幅波形成的过程。其中,图(a)为调制信号波形,它是一低频正弦波;图(b)为高频载波,它是一频率不变的等幅正弦波;图(c)就是调幅波的波形。由图可以看出,调幅波是载波振幅按照调制信号的大小成线性变化的高频振荡信号。将图中高频振荡信号各个最大点用虚线描出,称为调幅波的“包络线”。在无失真调幅时,已调波的包络线波形应当与调制信号的波形完全相似,而它的载波频率则维持不变,也就是说,每一个高频载波的周期是相等的,因而其波形的疏密程度均匀一致,与未调制时的载波波形疏密程度相同。

上面所谈到的是调制信号为一个简单正弦波的情况。通常所要传送的信号往往是由许多不同频率组成的原始信号(如语言、音乐或图像),它们的波形是很复杂的。根据同样的道理,调幅波的振幅也要随着多个频率组成的原始信号的规律而变化,从而就“携带”了原始信号所代表的信息。为了分析简单,可以认为信号是正弦波形,因为任何复杂的信号都可以分解为许多正弦波分量。图 12-10 是调制信号为非正弦波时的已调波波形。由图可见,已调波的包络线变化规律与调制信号完全相同,调幅信号没有失真。由于调幅信号是一种高频振荡信号,它能有效地从无线辐射出去,并且不同载波频率的信号也易于在接收端区别开来。

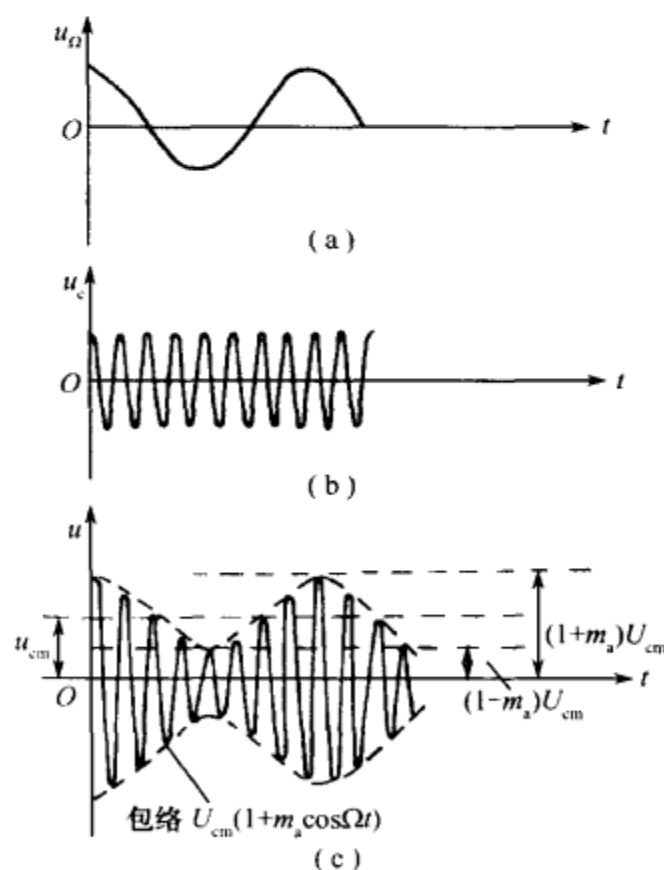


图 12-9 调幅波的波形
(a)调制信号;(b)高频载波;(c)已调波。

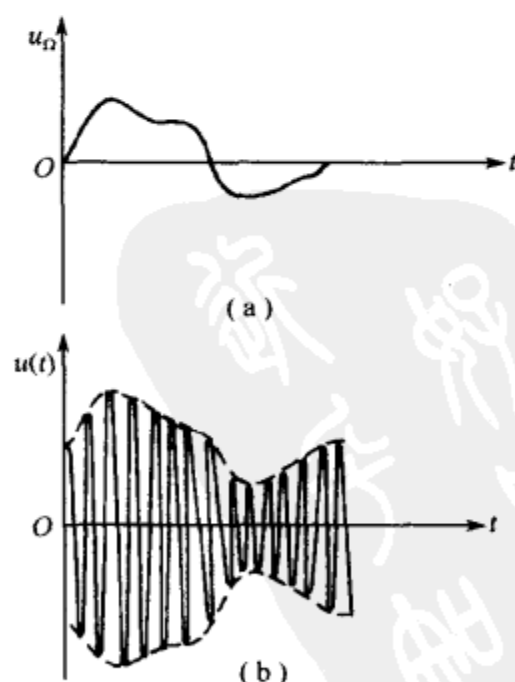


图 12-10 非正弦波调制的调幅波形
(a)调制信号;(b)已调波。

我国目前中、短波广播和电视广播中图像部分的调制方式都采用调幅制,多数的通信系统和雷达设备也都用调幅制。

2. 调幅波的数学表达式

下面用数学表达式来分析调幅波的特性。

设载波信号电压的瞬时值表示式为

$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_0 t$$

设调制信号电压的瞬时值表示式为

$$u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

通常满足 $\omega_0 \gg \Omega$, 如果用调制信号 u_Ω 对载波 u_c 的幅度进行调制, 经推算可得出调幅波的瞬时值为

$$u(t) = U_{cm} \left(1 + \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_0 t$$

式中, $\frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}}$ 是描述调幅波的一个重要参数, 称为调幅系数, 用 m_a 表示, 即

$$m_a = \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}}$$

由于 U_{cm} 是未调制时载波的振幅, $u_{\Omega m}$ 是由调制信号所引起的载波振幅的最大变化量, 所以 m_a 的取值范围为 $0 \sim 1$ 之间。为了不使已调波失真, 即高频振荡信号的振幅能真实地反映出调制信号的变化规律, 调幅系数 m_a 应该小于 1 或等于 1。图 12-11 所示绘出了调幅系数不同时几种调幅波的情况, 由图(c)可以看出, 当 m_a 大于 1 时, 有一段时间振幅为零, 此时已调波的包络已严重失真, 这种情况叫过量调幅。这样的调幅波经检波后, 是不能恢复原来的调制信号波形的, 因此这种过量调幅是应该避免的。

广播和电视图像作为调制信号, 它们都不是单一的正弦波, 因此调幅波的包络线会随声音的大小和图像亮度的强弱而相应变化, 调幅系数 m_a 也随之发生着改变。这时, m_a 大部分时间都会远小于 1。实验证明, 语言信号的调幅系数仅为 $0.2 \sim 0.3$ 。

3. 调幅波的频谱

从调幅波的波形可以看出, 调幅波已不再是标准的正弦波。由调幅波的数学表达式可得

$$\begin{aligned} u(t) &= U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\ &U_{cm} \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_0 - \Omega)t \end{aligned}$$

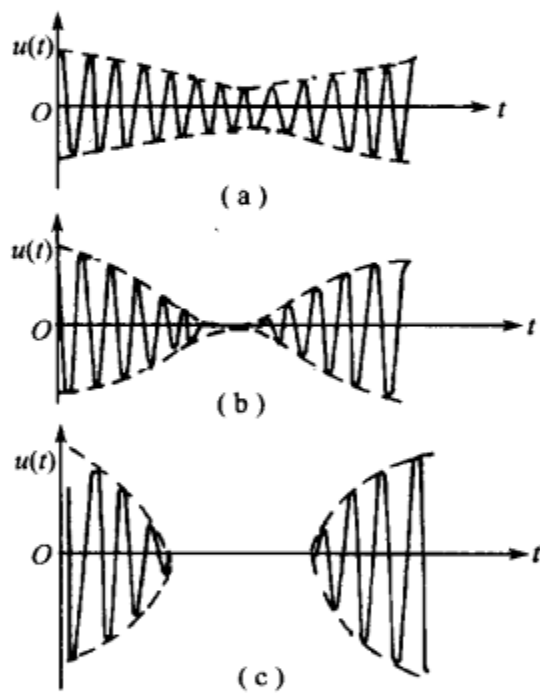


图 12-11 调制指数不同时的调幅波形
(a) $m_a < 1$; (b) $m_a = 1$; (c) $m_a > 1$ 。

根据上式可知,调幅波有三个频率分量,它是由三个高频正弦波叠加而成:第一项的频率分量就是载波的频率分量,它与调制信号无关;第二项的频率等于载波频率与调制信号频率之和,叫做上边频;第三项的频率等于载波频率与调制信号频率之差,叫做下边频。显然,后两个边频是由于调制所产生的新的频率分量。如果把这些频率分量画在频率轴上,就构成单频调制的调幅波的频谱,如图 12-12 所示,这两个边频分量 $\omega_0 + \Omega$ 及 $\omega_0 - \Omega$ 以载波 ω_0 为中心对称分布,两个边频幅度相等并与调制信号幅度成正比,已调波的带宽为 2Ω 。

上面只介绍了调制信号为单一频率的情况,这时只产生了两个新的边频分量。实际上,调制信号常常不是单一频率,而是比较复杂的,由许多频率分量组成。此时的已调信号的频谱如图 12-13 所示,其结构为上、下两个边带对称分布在载频两边,所占的频带宽度为 $(\omega_0 + \Omega_n) - (\omega_0 - \Omega_n) = 2\Omega_n$,即调幅波所占据的频带宽度为调制信号最高频率的 2 倍,也就是说,调幅波的频带宽度由调制信号的最高频率决定。

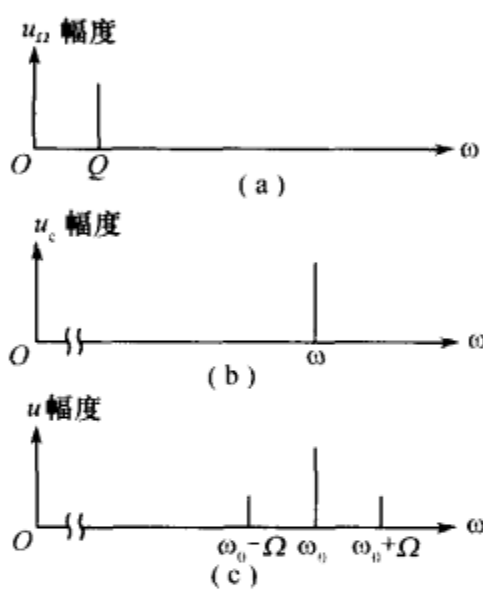


图 12-12 单频调制时已调波的频谱
(a)调制信号频谱; (b)载波频谱; (c)已调波频谱。

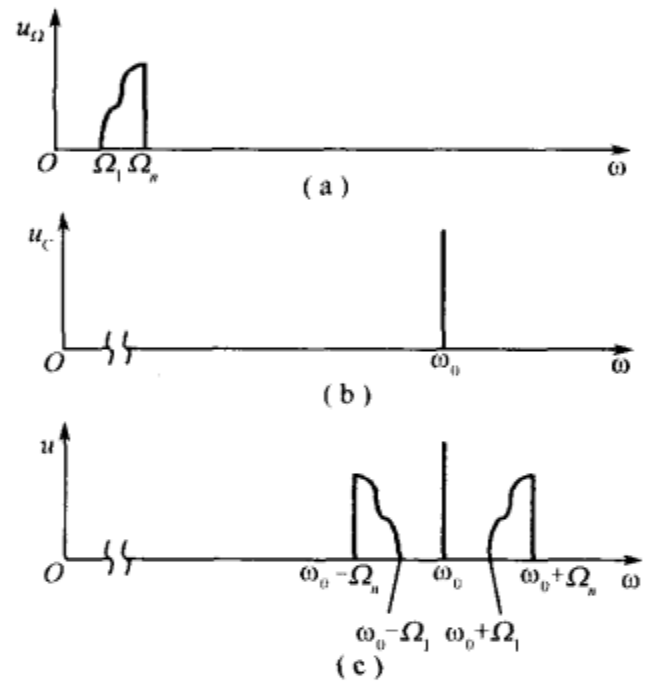


图 12-13 调制信号的频率范围在 $\Omega_1 \sim \Omega_n$ 的调幅波波形
(a)调幅信号频谱; (b)载波频谱; (c)已调信号频谱。

例如,话音信号的频率范围为 $300\text{Hz} \sim 3400\text{Hz}$,若用话音信号进行调幅,则已调波的频带宽度为 $2 \times 3400 = 6800\text{Hz}$ 。为了避免电台之间互相干扰,对不同频段与不同用途的电台所允许占用频带宽度都有严格的规定。我国规定广播电台所允许占用的频带宽度为 9kHz ,即最高调制频率限制在 4500Hz 以内。

由调幅波的频谱图可以看出,幅度调制过程实质上是一种频谱的“搬移”过程。经过调制后,调制信号的频谱由低频被“搬移”到载频附近,成为上、下边带。由于在“搬移”过程中没有改变原调制信号频谱关系,因此这种“搬移”称为频谱的线性搬移,即这种调制为线性调制。

4. 调幅波的功率

根据理论分析,调幅波的输出功率随着调幅系数 m_a 的增大而增加,当 $m_a = 1$ 时,包含着信息的上、下边频功率之和仅占总输出功率的 $1/3$,而不含信息的载波功率却占去了总

输出功率的 2/3。发射机功率的有效利用率很低。实际上, m_a 比 1 要小得多, 能量的浪费也就更大。为了克服调幅能量使用不合理的缺点, 可以只发射边频, 而不发射载频, 这叫做抑制载波双边带调幅, 考虑到上、下边带的频谱分量是对称的, 因此, 还可以只发射一个边带分量, 这就是应用十分广泛的单边带调制技术, 这样做不但节省了功率, 而且还可以压缩所占频带(单边带发射可压缩 50% 的频带宽度)。

5. 晶体管调幅电路

晶体管调幅电路又称为非线性调幅电路, 可分为基极调幅电路、集电极调幅电路和发射极调幅电路, 其中基极调幅电路的灵敏度较高, 所需调制功率小, 应用最为广泛。

图 12-14 是基极调幅电路的原理图。图中, C_2 、 C_e 对高频阻抗很小, 高频载波信号 u_c 经高频变压器 T_1 耦合, 加在晶体管 VT 的 b、e 之间, 又由于 C_1 、 L_1 、 T_1 对低频调制信号 u_Ω 的阻抗很小, C_2 对低频近似于开路, 调制信号 u_Ω 也加到了晶体管 VT 的 b、e 之间。 R_{b1} 、 R_{b2} 是晶体管的偏置电阻, 用来控制晶体管工作在非线性区。LC 调谐回路构成带通滤波器。

调幅是利用晶体管的非线性特性来完成的, 如选择合适的偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} , 使静态工作点 Q 落在特性曲线的弯曲部分, 使晶体管的集电极电流 I_c 恰好与基极电流 I_b 的平方成正比, 即 $I_c = k I_b^2$, 经变换可得到 $\frac{I_c}{I_b} = k I_b$, 又因为 $\frac{I_c}{I_b} = \beta$, 所以 $\beta = k I_b$, 这就意味着晶体管工作在这段非线性区域时, 电流放大系数 β 与基极电流 I_b 成正比。由于调制信号的频率比载波频率低得多, 可以认为调制信号电流控制着工作点的变化, 使 β 随调制信号的瞬时值成正比变化。等幅的高频载波信号也同时加在晶体管的 b、e 之间, 通过晶体管放大时, 由于不同时刻晶体管的 β 值不同, 放大后的振幅也不相同。输出高频电流的振幅与 β 成正比, 而 β 又正比于调制信号的瞬时值, 因此输出高频信号电流的振幅必然与调制信号的瞬时值成正比, 相当于两个信号相乘的过程, 这个输出波形就是调幅波。

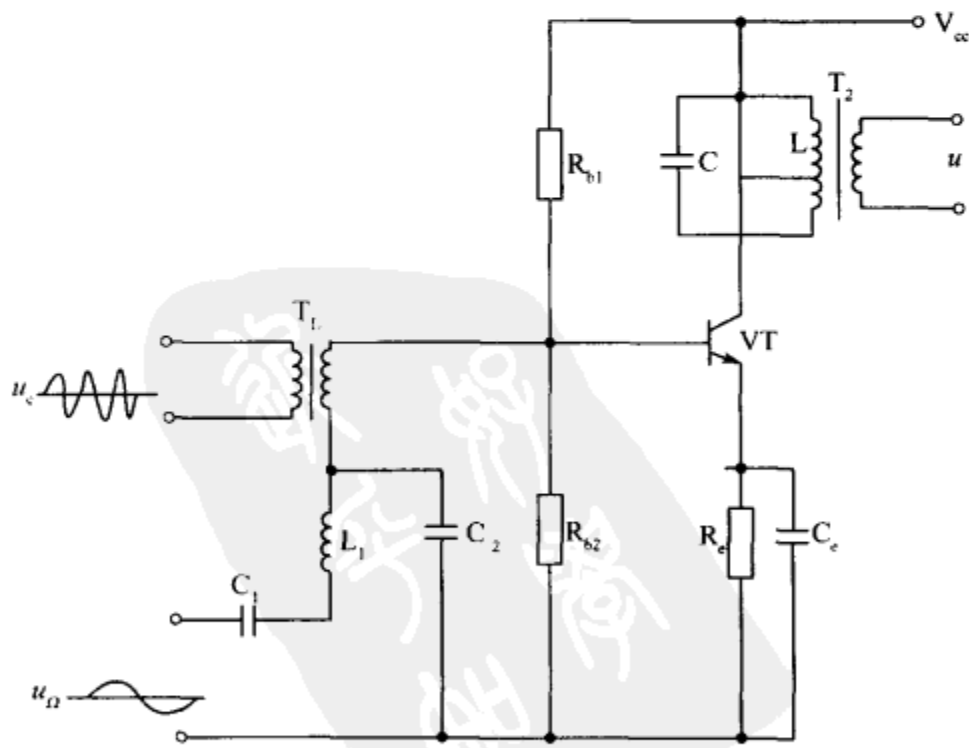


图 12-14 基极调幅电路

二、调幅解调(检波)电路

调幅的过程是将低频信号的频谱线性地“搬移”到高频载频的两边。解调则是从高频调幅信号中还原低频信号的过程,即把低频信号的频谱重新“搬回”到低端,所以解调是调幅的逆过程。完成解调任务的电路叫做检波电路。检波电路是无线电接收机中不可缺少的重要组成部分,同时也广泛应用在无线电测量和其他设备中。

1. 检波电路的基本组成

大家知道,调幅信号的频谱由载波频率和边频分量组成,它包含着调制信号的信息,但却不包含调制信号本身的频率分量。例如,振幅调制信号

$$u(t) = U_{cm} \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_0 - \Omega)t$$

其频谱由载波频率 ω_0 和边频 $(\omega_0 \pm \Omega)$ 组成,没有包含调制信号本身的频率分量 Ω ,但载频 ω_0 与上边频 $(\omega_0 + \Omega)$ 或下边频 $(\omega_0 - \Omega)$ 之差就是 Ω 。为了取出原调制信号频率 Ω ,检波器必须包含非线性器件,以便调幅信号通过它产生新的频率分量,其中包含着所需的 Ω 分量,然后利用低通滤波器滤除不必要的高频分量,即可得到所需的调制信号。因此检波电路的组成框图如图 12-15 所示,它由高频输入回路、非线性电路和低通滤波器三部分组成。

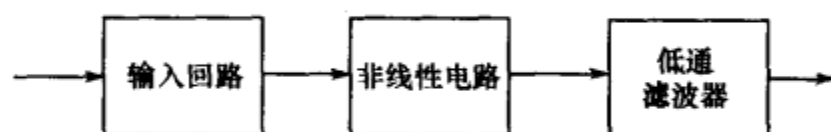


图 12-15 检波电路的基本组成

2. 小信号检波电路

小信号检波就是指输入高频信号比较小,其幅度在几毫伏到几十毫伏的检波。它是利用二极管的伏安特性曲线的弯曲部分进行检波的。图 12-16 是二极管小信号检波器的原理图。从图中看出,给检波二极管另外加一个正偏压电源 E ,其作用是使二极管工作点移到正向特性曲线适当的弯曲部分。

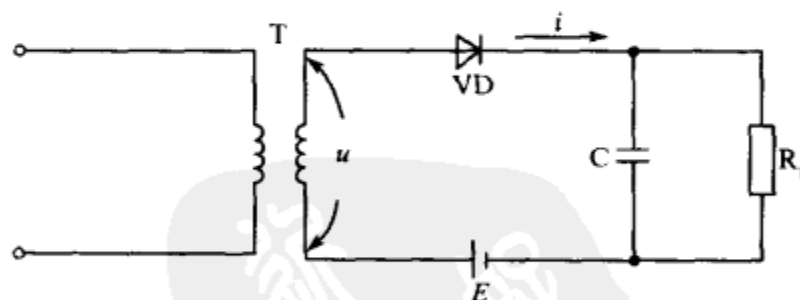


图 12-16 小信号检波原理图

当输入调幅信号 u 时,二极管中的电流变化规律如图 12-17 所示,由于输入的已调信号很小,工作的变化范围不会超出特性曲线的弯曲段,输出电流出现了上大、下小的不对称波形,如果把各个时刻电流的平均值连成一条曲线,如图中所示,则它的形状相似于调幅波的包络线。利用滤波电容 C 把高频滤掉。就可得到代表调制信号的电流,在负载电阻 R_L 上形成检波输出电压。

根据理论分析,上述小信号检波输出的基波分量与已调波振幅的平方成正比,所以又称它为平方律检波器。由于二极管工作于特性曲线下部的弯曲段,非线性失真系数很大,

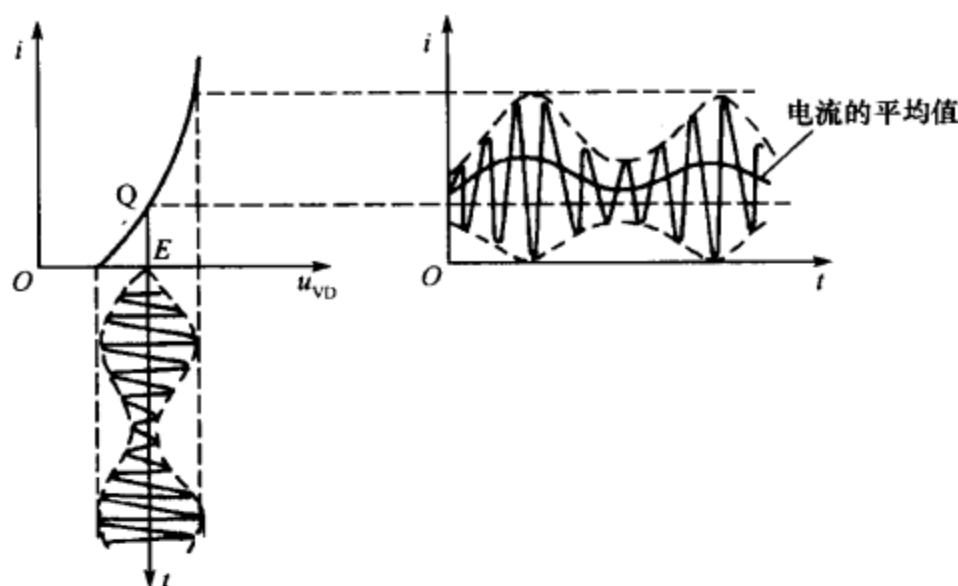


图 12-17 小信号检波图解

理论分析证明,调幅系数 m_a 越大,失真越严重,这是小信号检波的一大缺点。因此,这种检波方式在广播、电视接收机中应用很少,主要用于高频和微波测量仪器中。

3. 大信号检波电路

二极管大信号包络检波的特点是检波输入信号的幅度较大,通常输入信号电压要大于 0.5V ,其输入信号的峰值工作在二极管正向伏安特性曲线的直线部分,使输出低频成分的幅度变化与输入电压的幅度变化保持线性关系,这种检波又称为大信号峰值包络检波。它具有检波效率高、失真小等优点,所以几乎所有的收音机中的检波电路和电视接收机中的视频检波电路均采用包络检波。

1) 包络检波的原理

包络检波的电路原理图如图 12-18 所示。图中, R_L 、 C 组成低通滤波器, VD 为检波二极管。在滤波电路中, R_L 为检波器的负载,其数值较大,当低频电流通过它时,得到低频电压输出。 C 为负载电容,它的值应选取得在高频时,其阻抗远小于 R_L ,可视为短路;而在低频(调制信号频率)时,其阻抗则远大于 R_L ,可视为开路。

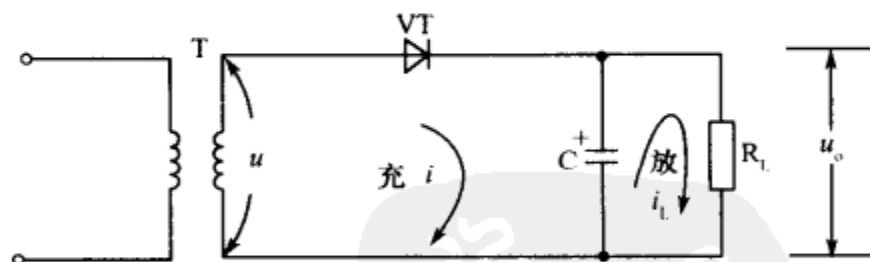


图 12-18 包络检波电路原理图

从图中可以看出,包络检波器的原理电路与小信号检波电路十分相似,也是由输入回路、二极管 VD 和低通滤波器组成,但它与小信号检波器所处的工作状态迥然不同,小信号检波时,二极管始终处于导通状态,而包络检波时,二极管则在载波一个周期内的一段时间导通,另一段时间截止。下面简要分析包络检波的工作原理。

当输入高频调幅信号时,由于负载电容 C 的容抗很小,所以高频信号电压几乎全部加到二极管上,在高频信号电压的正半周,二极管导通, C 被充电,由于二极管的正向内阻 r_D 很小,所以对电容 C 的充电电流很大,又因充电时间常数 $r_D C$ 很小,使电容上的电压在很短的时间内就充到接近高频信号电压的最大值,如图 12-19(a)所示。这时二极管 VD

的导通与否由输入的高频调幅信号电压 u 与电容上的电压 u_C 之差来决定,即 $u_D = u - u_C$ 。当高频信号电压下降时,只要高频电压小于电容器上的电压,二极管就截止,这时电容器就会通过 R_L 放电,因放电常数 $R_L C$ 远大于高频信号电压的周期,故放电很缓慢。当电容器的电压下降不多时,高频调幅信号第二个正半周又到来,且电压超过电容上的电压,二极管再次导通,电容器再次被充电,在原有积累电荷量的基础上又得到补充,电容上的电压又迅速接近于高频信号电压第二个周期的最大值。然后,又继续上述放电、充电过程,这样,经过若干个高频周期,当导通期间的充电电荷等于截止期间的放电电荷时,充放电直至达到动态平衡状态,检波器进入了稳定的工作状态。这时,检波器输出电压就按高频信号的角频率和幅度作锯齿状的波动,也就得到如图 12-19(a)所示的 u_C 电压波形。图中,锯齿状波动部分实际上就是未被 $R_L C$ 滤净的残余高频电压,而它的平均值 u_o 正是检波器的输出电压。只要 R_L 、 C 选择得适当,检波器的输出电压就随高频调幅信号的包络变化而变化,这就是我们要检出的调制信号电压,如图 12-19(b)所示。

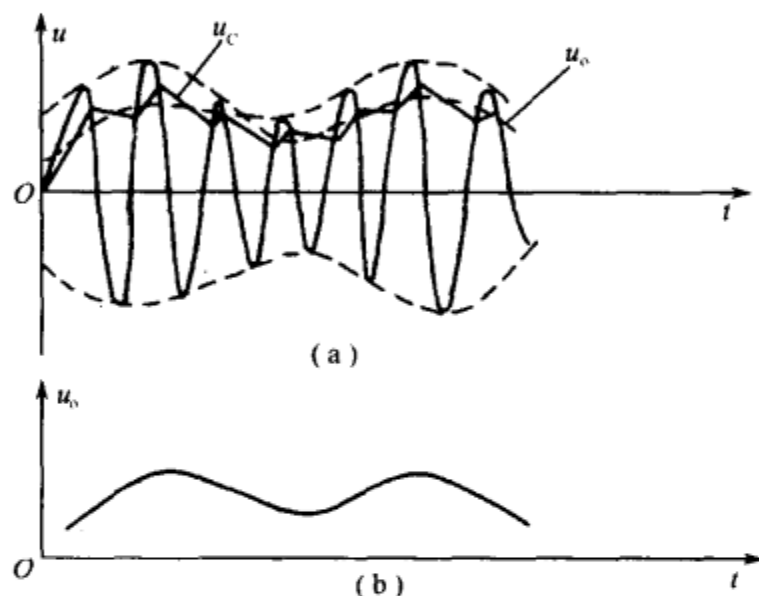


图 12-19 包络检波器波形

从检波过程可以看出, $R_L C$ 的数值对检波器输出的性能有很大影响。当 C 给定时,若增大 R_L ,则由于在二极管截止期间内 C 通过 R_L 放电的速度减慢,泄放的电荷量相应减少。因此,在达到新的动态平衡时,二极管导通期间向 C 充电的电荷也相应减少,由此引起充电电流减小,使其在二极管内阻上的平均电压降减小,因而,输出平均电压增加,且锯齿状波动也减小。总之,增大 R_L ,不仅可以提高检波器的输出平均电压(或提高检波效率),而且也增强了对高频电流的滤波能力;当给定 R_L 时,若增大 C ,则充电和放电速度都相对减慢,在达到动态平衡时,锯齿状波动会更小,输出平均电压也会提高,但提高不多,因为 C 原来已足够大,则输出平均电压的增大就不会像增大 R_L 时效果那样明显。

2) 包络检波器的非线性失真

根据以上分析可知,不论增大 R_L 或增大 C ,都可以增大检波器的输出平均电压及滤波能力,也就是说,低通滤波器的放电时间常数 $R_L C$ 越大,检波性能越好。但是, $R_L C$ 过大,会引起检波器的失真,与 $R_L C$ 过大有关的失真有惰性失真和负峰切割失真等。

(1) 惰性失真

由前面的分析可知,在二极管导通期间,检波负载电容 C 被充电,电容 C 上的电压增加;而二极管截止期间,滤波电容 C 对电阻 R_L 放电,电容 C 上的电压减小。电容 C 上的

电压减小的速度决定于时间常数 $R_L C$ 。如果时间常数 $R_L C$ 选择过大,在二极管截止期间,电容 C 上的电压下降速度过慢,以致电容上的电压不能跟随调幅信号包络的下降而下降,致使二极管负偏压大于信号电压,则可能造成如图 12-20 所示的情况,在某一时刻, t_1 开始出现放电速度跟不上输入信号包络在该处的下降速度,而是按照电容的放电规律变化,从而产生非线性失真。这种由于电容放电的惰性太大而引起的失真,称为惰性失真。从图中可以看出,直到 t_2 时刻,输入高频调幅波的振幅增大到超过电容 C 上的电压时,二极管又恢复导电,这时,输出电压又随输入高频调幅波的包络而变化。

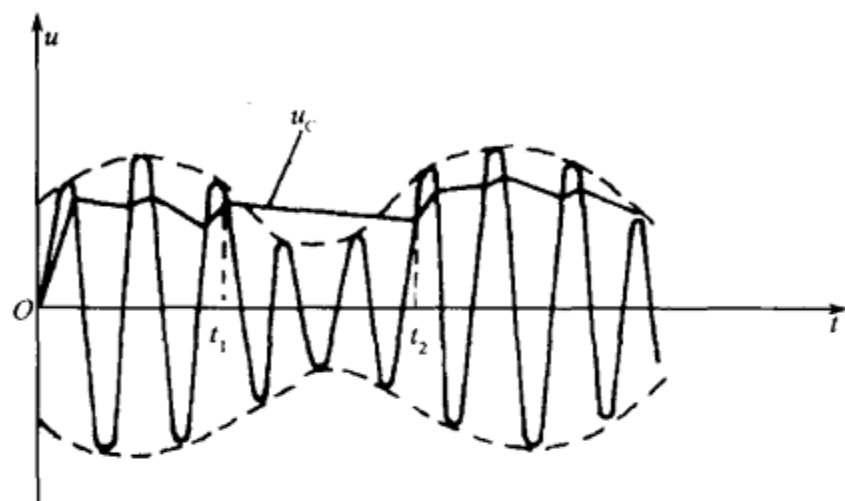


图 12-20 惰性失真

为了使检波器避免产生惰性失真,则 $R_L C$ 值的选择要适当,使电容放电速度加快,保证在任何一个高频周期内,电容器 C 通过 R_L 放电速度大于或等于输入信号包络下降的速度。在 R_L 一定时, C 不能太大。然而,负载电容 C 太小时,放电很快,这样,在二极管截止期间,电容 C 上的电压就会很快减小,结果是检波输出电压中的低频分量减小,高频分量增加,而低频分量正是我们所需要的。因此,在设计检波电路时在不产生惰性失真的前提下,应尽量把 C 取大一些。

(2) 负峰切割失真

检波器的负峰切割失真又称为底部切割失真。这种失真这是由于检波器的交、直流负载电阻相差过大所造成的。在实际电路中,检波器的输出端总是接低频放大器的输入端。如图 12-21 所示,为了把检波器输出的低频信号耦合到下一级,且与下一级的直流隔离,需要在检波器输出端接入一个较大的电容 C_1 。图中检波器的直流负载为 R_L 。而 R_L 为下级电路的输入电阻。对于低频信号而言,电容 C_1 相当于短路,故检波器的交流负载电阻为 $R = R_L // R_1$,通常 $R < R_L$,造成检波器的交、直流负载不相等。若检波器的交、直流负载电阻相差过大,当调幅波的调制系数 m_a 大到一定程度后,输出的低频调制电压波形就会产生严重的负峰切割失真。产生这种失真的物理原因是耦合电容 C 放电时,对二极管产生一个负偏压,破坏了检波器的正常工作。

为了减小交直流负载电阻的差别,常在检波器与下一级低放之间接入高输入阻抗的射极输出器,以提高交直流负载电阻,如图 12-22 所示,电视机中的视频检波器和视频放大器之间大多采用这种方式。另外,还有其他一些改进措施,这里不再介绍。

4. 实用检波电路分析

(1) 电视机视频检波电路

电视机中视频检波电路的主要作用是由图像中频调幅信号中检出极性正确的 0MHz~

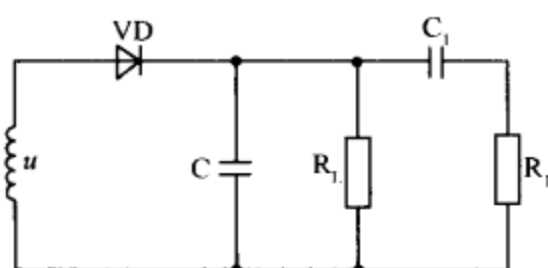


图 12-21 检波器输出耦合电路

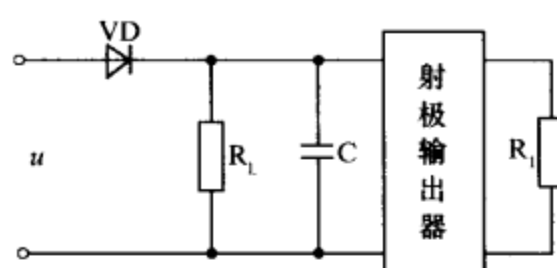


图 12-22 减小负峰切割失真的电路

6MHz 的视频信号,并送入视频放大与同步分离电路。同时利用检波二极管的非线性,将两个中频信号在检波电路中再一次进行混频,产生一个频率 6.5MHz 的第二伴音中频信号,送到伴音通道。

图 12-23 是某电视机的视频检波电路。为了提高检波效率,降低检波失真,视频检波器采用的是大信号检波。 L_1 和 C_1 组成双调谐回路的次级回路,将幅度为 1.8V~2.5V 的中频调幅信号送至检波电路。VD 是检波二极管,该管一般选用正向电阻和极间电容都较小的高频检波二极管,以提高检波效率。由于视频信号的频带比声频信号宽得多(0MHz~6MHz),所以不能再用 RC 滤波电路,常采用 LC 滤波电路。图中 L_2 、 L_3 和 C_4 、 C_5 构成中频滤波器,用以滤除中频信号。 R_1 是用来提高检波线性、抑制检波器产生高次谐波辐射的电阻。 R_2 是隔离电阻,起阻尼作用,防止产生自激振荡。 R_3 是检波负载电阻。为了减小检波器的负峰切割失真,使交、直流负载阻抗接近,检波器与预视放之间采用直流耦合。由于预视放的基极需要一定的正向偏压,所以 L_1 、 C_1 、 C_4 、 C_5 和 R_3 的下端不能直接接地,需通过 C_2 和 C_3 交流接地。电阻 R_5 与 R_4 和 R_6 等组成分压电路,经 R_3 和 R_2 为预视放管基极提供 5V 左右正向偏压。电阻 R_4 为检波管 VD 提供 0.2V 左右正偏压,以提高检波效率,降低检波失真。

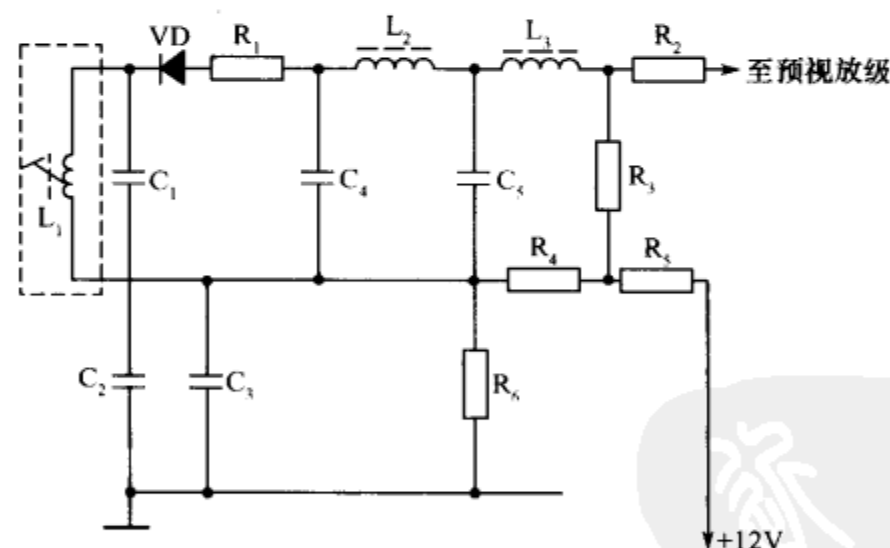


图 12-23 电视机视频检波电路

视频检波器对图像中频调幅信号进行检波,获得视频信号,同时将伴音中频信号与图像中频载频信号进行混频,得到 6.5MHz 的第二伴音中频信号,并将这两种信号送至预视放管的基极。

(2) 袖珍超外差式收音机检波电路

袖珍超外差收音机只采用一级中放,为了使收音机仍有一定的增益,检波电路采用三极管检波。如图 12-24 所示,检波电路主要由三极管 VT_3 、残余中频滤波电容器 C_5 和检波负载电阻 R_{w1} 组成。电路中, R_3 为 VT_3 的偏置电阻,用于保证三极管 VT_3 在低静态工

作点下工作,使它的发射结工作在非线性区。从图中可以看出,三极管检波电路相当于由一级二极管检波电路(可视三极管 VT_3 发射结为一个二极管)与一级三极管电流放大电路组成,因此它具有一定的增益,检波效率高,但是它的检波失真大,袖珍超外差收音机采用该电路的目的是为了提高整机的灵敏度。

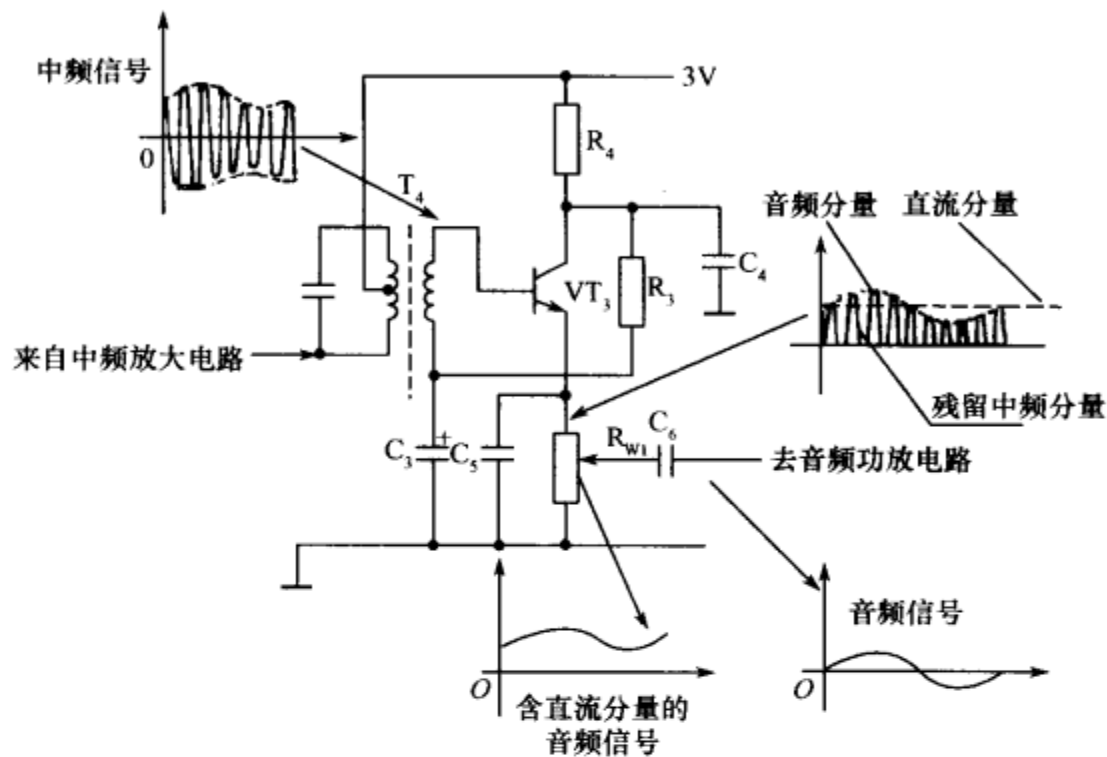


图 12-24 袖珍超外差式收音机检波电路

来自 T_4 次级经中频放大电路放大的中频信号送往 VT_3 三极管的基极,如上所述,三极管处在低静态工作点状态,当送往 VT_3 基极的中频信号为正半周时,三极管发射结正向导通,信号电流注入基极,经三极管放大后由发射极输出;当送往 VT_3 基极的中频信号为负半周时,三极管发射结反偏,三极管不工作。因此,在一个信号周期内,只有正半周信号经三极管 VT_3 放大输出。由三极管 VT_3 发射极输出已检波的信号,该信号包含三个成分:残余中频分量、音频分量和直流分量,其中残余中频分量由 C_5 旁路到地,音频分量和直流分量流经电位器 R_{W1} ,从电位器中心滑片接点输出。调整电位器 R_{W1} 中心滑片的位置能改变信号输出的大小,收音机中音量控制旋钮就是控制这个滑片的位置。经电位器 R_{W1} 输出的含有直流分量的音频信号经 C_6 隔直后送往前置低放电路。

另一方面,中频信号正半周期间注入的基极电流经 VT_3 倒相放大后,作为 AGC 控制电压由集电极输出,显然,由 VT_3 集电极输出的信号也包含三个成分:残余中频分量、音频分量和直流分量。若输入 VT_3 基极的中频信号幅度大(对应接收强电台信号),经三极管检波倒相放大后由集电极输出的信号其平均直流电压下降;若输入给 VT_3 的中频信号幅度小(对应接收弱电台信号),则经三极管检波倒相放大后由集电极输出的信号其平均直流电压上升,因此, VT_3 集电极输出的直流分量幅度的大小实质就是反映接收外来信号的强弱。 VT_3 集电极输出经检波放大的信号通过 C_4 滤除残余中频信号后,又经由 R_3 、 C_3 组成的音频信号滤波器滤除该支路的音频信号,然后输出直流正电压送往中频放大电路。当接收的电台信号增强时,控制中频放大三极管增益降低;接收的电台信号减弱时,控制中频放大三极管增益上升,这样,当接收的外来信号强度在一定范围变化时,收音机检波输出的音频信号强度基本保持不变,达到自动增益控制的目的,这种电路称为 AGC 电路。

第四节 调频及解调(鉴频)电路

一、调频

调幅是用调制信号去控制高频载波的振幅,使高频载波的振幅随低频调制信号的规律变化而变化,即调幅信号的幅度与调制信号的大小成线性关系,频率由调制信号的频率决定,而载波的频率则保持不变,不受调制信号的影响。

调频波和调幅波相反,它的幅度始终保持不变,而频率却随着调制信号而变化,调频通常用 FM 表示。目前,调频广播、电视伴音和无线对讲机等都是利用调频波传送的。

1. 调频信号的波形

图 12-25 中,一个高频率等幅振荡信号图(b)被音频信号图(a)调频后,产生图(c)所示的调频信号。由图可见,调频信号的特点是高频振荡信号的振幅保持不变,但它的频率按音频信号的大小而变化。

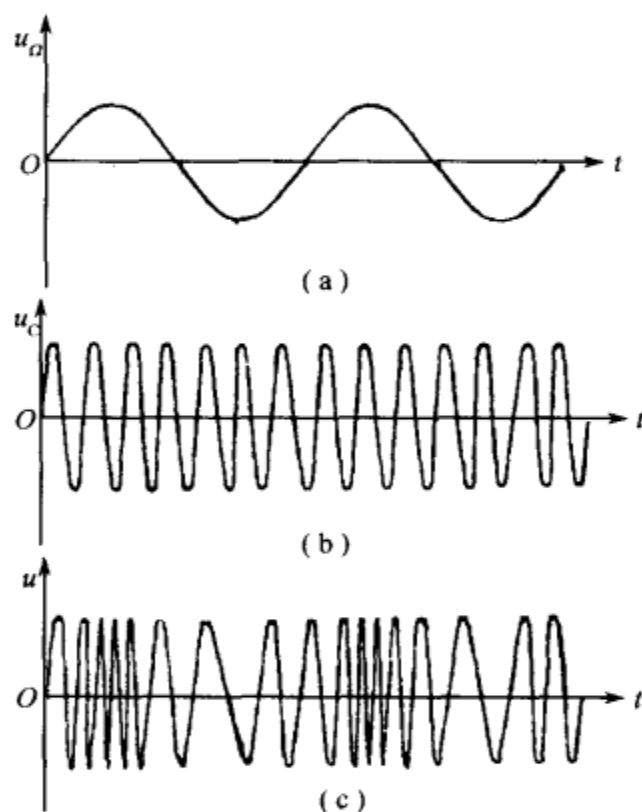


图 12-25 音频信号在调频信号过程中各点主要信号波形

(a) 音频调制信号; (b) 高频载波信号; (c) 调频信号。

当调制信号 u_a 为零时,调频波的瞬时频率等于载波频率 f_0 , f_0 是调频波的中心频率,也叫平均频率。调制信号输入后,载波的频率随着调制信号而变化,调制信号瞬时值增大时,调频波的瞬时频率随之成正比地增大,当调制信号达到峰值时,调频波的瞬时频率为最大值 f_{\max} 。 f_{\max} 与中心频率 f_0 的差 Δf (即载波频率变化的宽度)称为频率偏移,简称频偏或频移,即 $\Delta f = f_{\max} - f_0$,频偏的大小由调制信号的幅度决定,与调制信号的频率无关,调制信号从正峰值逐渐减小并向负半周变化时,调频波的瞬时频率随之降低,当调制信号为负峰值时,调频波的瞬时频率最低,用 f_{\min} 表示,即比中心频率 f_0 低 Δf 。由波形图可见,调频波是一个瞬时频率与调制信号瞬时值成正比变化的等幅波。

2. 调频波的数学表达式

设载波信号电压的瞬时值表示式为

$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_0 t$$

调制信号电压的瞬时值表示式为

$$u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

经证明可得到调频信号的瞬时表达式为

$$u(t) = U_{cm} \cos \left(\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) = \\ U_{cm} \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{F} \sin 2\pi F t \right)$$

式中: F 为调制信号的频率。前已提及, 频偏 Δf 是调频波瞬时频率 f 的最大值 f_{\max} 与中心频率 f_0 的差值(也叫最大频偏)。它仅与调制信号的振幅 $U_{\Omega m}$ 成正比, 而与调制频率 F 无关, 即

$$\Delta f = k_f U_{\Omega m}$$

式中, k_f 是反映调制信号控制载波频率变化能力的比例系数, 取决于调频器的性能。我国规定调频广播的频偏 Δf 为 75kHz, 电视伴音的频偏为 50kHz。

我们在前面讲述调幅波时, 引出了调幅系数的概念, 调幅系数 m_a 是调制信号幅度和载波信号振幅之比。在调频波中, 也有一个调频指数的概念。调频指数是指调频波的频偏 Δf 与调制频率 F 的比值, 即

$$m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{k_f U_{\Omega m}}{F}$$

在调频系统中, $\Delta f = 75\text{kHz}$, 声频的频率范围为 $20\text{Hz} \sim 15\text{kHz}$, 则可算出调频指数, 即

$$F_{\min} = 20\text{kHz}, m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75000\text{Hz}}{20\text{Hz}} = 3750$$

$$F_{\max} = 15\text{kHz}, m_f = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75\text{kHz}}{15\text{kHz}} = 5$$

可见, 在相同的频偏下, 不同频率的调制信号, 调频指数 m_f 也不相同, 调制信号的频率越低, m_f 越大。 m_f 的大小直接关系着调频信号的抗干扰能力, m_f 越大, 抗干扰能力越强。为了提高调制信号高频分量的调频指数, 在发射机中常采用“预加重”措施, 以提高高频分量的强度。在接收机的鉴频器后要采取相应的“去加重”电路, 以保证调制信号不失真地传递。

3. 调频波的频谱

调频波的频率成分十分丰富, 理论分析证明, 一个调频信号除了有载波中心频率 f_0 外, 还包含有无穷多的上、下边频成分, 如 $f_0 \pm F$ 、 $f_0 \pm 2F$ 、 \dots 、 $f_0 \pm nF$, 相邻边频的间隔是一个调制频率 F 。各边频分量幅度的大小与调频系数 m_f 有关, 通常规定: 凡是振幅小于未调载波振幅的 15% (根据不同要求而定) 的边频分量均可忽略不计, 也就是说, 只要传

送振幅为未调制载波振幅 15% 以上的边频分量, 就可以保证信号基本上不失真, 这样就可以确定调频波的频谱宽度。

在给定调频指数 m_f 后, 有效边频数 n 与 m_f 有一个很简单的近似关系, 即 $n \approx m_f + 1$, 则频谱宽度 BW 可以利用下式来近似计算, 即

$$BW = 2(m_f + 1)F$$

由于

$$m_f = \frac{\Delta f}{F}$$

因此

$$BW = 2(m_f + 1)F = 2\left(\frac{\Delta f}{F} + 1\right)F = 2(\Delta f + F)$$

应该指出, 调频信号的频谱宽度远大于调幅信号的频谱宽度。例如, 调频广播最高调制频率为 $F = 15\text{kHz}$, 调频指数为 $m_f = 5$, 此时调频波的频谱宽度为

$$BW = 2(m_f + 1)F = 2 \times (5 + 1) \times 15 = 180\text{kHz}$$

可见, 调频波的频谱宽度要比调幅波宽得多。由于这种原因, 调频电台不适用于中波和短波波段, 只应用于超短波 (VHF) 以上的波段范围, 因为中波和短波的频带安排 100 多个调谐电台就占满了。

我们在收听电视伴音 (采用调频制) 和普通调幅收音机时, 会发现电视伴音的声音纯净, 优美动听, 而调幅广播则有一定的噪声。这是因为采用调频的电视伴音所传送的信号频带宽, 信噪比、抗干扰能力强。一般干扰都是使已调波的振幅发生变化, 所以在调幅收音机的检波器中, 干扰与被传送的信号一起被检出; 在调频系统中, 可由接收机的限幅器把干扰信号切除, 而不丢失被传送的内容。另外, 调频波是等幅波, 所以发射机功率利用率也较高。

以上只讨论了单一音频调制的情况, 实际上调制信号包含很多的频率分量, 所以调频信号的频谱比单音频调制还要复杂一些。为了说明这个问题, 下面举例说明在同样的频偏的情况下, 不同的调制信号频率时所对应的频谱宽度。

例 给定频偏 $\Delta f = 80\text{kHz}$, 若在调制信号频率为 $F = 0.2\text{kHz}$ 、 2kHz 、 20kHz , 求这几种情况下的频谱宽度 BW。

解: 调制信号频率为 $F = 0.2\text{kHz}$ 时

$$BW = 2(\Delta f + F) = 2(80 + 0.2) = 160.4\text{kHz}$$

调制信号频率为 $F = 2\text{kHz}$ 时

$$BW = 2(\Delta f + F) = 2(80 + 2) = 164\text{kHz}$$

调制信号频率为 $F = 20\text{kHz}$ 时

$$BW = 2(\Delta f + F) = 2(80 + 20) = 200\text{kHz}$$

从以上的计算结果可以看出, 在同样的频偏情况下, 调制信号频率 F 越大, 所占频谱宽度越宽, 所以, 在调制信号为多频率时, 在相同的频偏下, 调频波的带宽只需要按照最高调制频率 F_{\max} 来估算就可以了。另外, 尽管调制信号频率变化了 100 倍, 但是调频波的频

带宽度却变化较小。因此,有时候又把调频叫做恒定带宽调制。

在各种调频制的应用中,调频信号的工作频率范围、最大频偏和频带宽度等都有具体的规定。

调频广播的频率范围为 88MHz~108MHz;最高调制频率 F_{\max} 为 15kHz;最大频偏规定为 75kHz;调频信号频带宽度 BW 为 180kHz,小于各电台之间所规定的频道间隔 200kHz。我国颁布的广播电视的伴音信号采用调频制传输,其伴音信号的最高频率为 15kHz,最大频偏规定为 50kHz,调频信号的频带宽度 BW 为 130kHz。

* 阅读材料 收音机的波段

在一般的收音机或收录音机上都有 AM 及 FM 波段,相信大家已经熟悉,这两个波段是供您收听国内广播之用,若收音机上还有 SW 波段时,那么,除了国内电台之外,您还可以收听到国外的电台,下面就 AM、FM、SW 等作一简单的说明。

调幅(Amplitude Modulation, AM)及调频(Frequency Modulation, FM)是无线电学上的两种不同调制方式。由于一般中波(MW)广播采用了调幅方式,因此,很多人常将 MW 等同于 AM,实际上, MW 只是诸多利用 AM 调制方式的一种广播,例如,在高频(3MHz~30MHz)中的国际短波广播所使用的调制方式也是 AM,比调频广播更高频率的飞航通信(116MHz~136MHz)也是采用 AM 的方式。

在收音机中,FM 一般用来指调频广播(88MHz~108MHz),事实上,FM 也是一种调制方式。使用超短波传送的调频广播近年来发展很快,主要是因为调频广播可传送高保真的立体声节目,而且信号不易受到干扰、噪声很小。

SW 是短波的英文缩写, MW 是中波的英文缩写, LW 是长波的英文缩写,长波(LW)、中波(MW)或短波(SW)都是采用 AM 调制方式。

对一般收音机或录音机而言,FM、MW、LW 波段是提供您收听国内广播之用,但中国台湾地区目前尚没有 LW 电台的设立;而 SW 波段则主要供您收听国际广播。

4. 调频电路

调制信号对载频信号进行频率调制后形成调频信号,产生调频信号的电路叫做调频器。由于调频后的调频信号中包含许多新的频率分量,因此,要产生调频信号就必须用非线性器件来进行频率变换。产生调频信号的方法有很多,归纳起来主要有两种:直接调频和间接调频。

直接调频是用调制信号直接去线性地改变载波振荡的瞬时频率,以产生调频信号。因此,在电路中只要找出能直接影响载波振荡频率的电路参数,用调制信号去控制振荡器的这些电路参数,从而使载波的瞬时频率随调制信号的变化规律线性地改变,就可达到产生调频信号的目的。我们知道,振荡器的频率主要决定于振荡回路的元件参数。如果载波由 LC 自激振荡器产生,则振荡频率主要由振荡回路的电感元件和电容元件决定。所以,只要用调制信号去控制振荡回路的电感和电容,就能达到控制振荡频率的目的。

间接调频是先将调制信号进行积分,然后对载波进行调相,结果也可产生调频信号。由于间接调频法的载波振荡器不受调制信号的影响,可用晶体振荡器等频率稳定度高的载波振荡器获得稳定的中心频率。但是,间接调频法的电路复杂,频偏小,不易获得较深的调制,所以使用较少,下面主要介绍两种应用较多的直接调频电路。

(1) 变容二极管直接调频电路

变容二极管直接调频电路具有简单而性能好的优点,是广泛采用的一种调频电路。

变容二极管是根据 PN 结电容能随反向电压而变化的原理所设计的一种二极管。它的伏安特性、电极结构与一般二极管没有明显差别,所不同的是,在一定的反向偏压下,其结电容能灵敏地随反向偏压而变化,其变化特性如图 12-26 所示。

由于变容二极管有这样一种特性,把它接在振荡器的回路里,若用调制电压来控制变容二极管的电容,则振荡频率即随调制电压而变化,实现直接调频。图 12-27 说明了这一过程的原理。

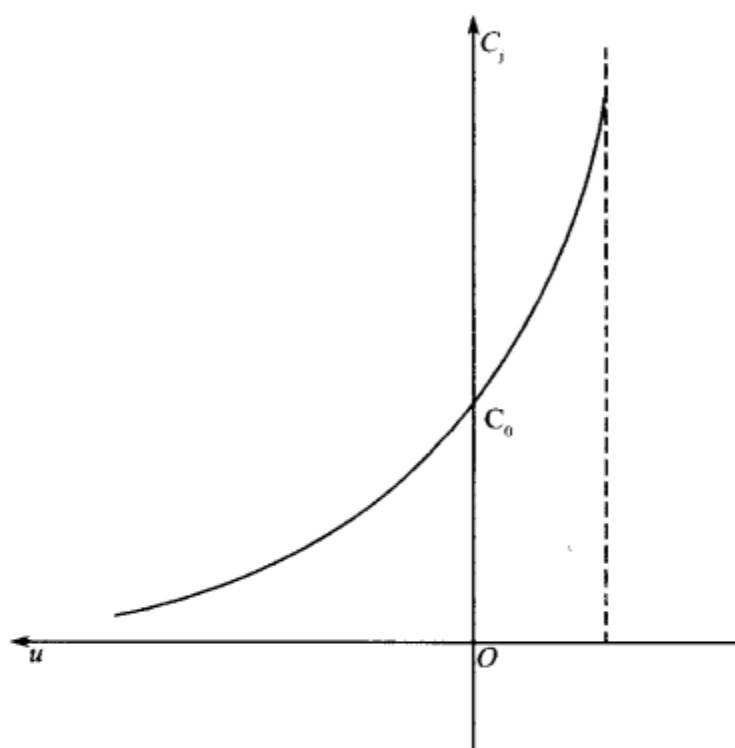


图 12-26 变容二极管的结电容
随反向偏压的变化特性

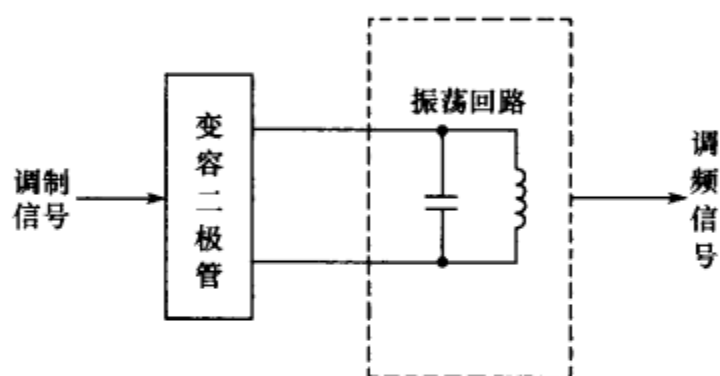


图 12-27 变容二极管直接调频原理图

图 12-28(a)是一个变容二极管直接调频的实际电路,图(b)是它的简化原理图。由图(b)可知,它的振荡基本电路采用的是三点式振荡器。在图(a)中, L_3 、 C_8 、 C_9 组成电源滤波电路, R_1 、 R_2 是三极管 VT 的偏置电阻。直流反向偏置电压同时加于反向串联组态的两个变容二极管的正级,调制信号经高频扼流圈 L_B 加到两变容二极管负极,使这两个变容二极管都加有反向偏置电压和调制信号电压。这样,两变容管结电容将受到调制信号电压的控制。

改变两个变容二极管的工作点(反向偏置电压),并调节可变电感 L_2 ,即可使变容二极管调频电路的中心频率在 50MHz~100MHz 范围变化。两变容二极管的结电容($C_j // C_j = C_j/2$)随输入调制信号电压而变化,两变容管结电容与 C_5 固定电容串联后,控制回路总电容随调制信号电压而变化,从而实现频率调制。

变容二极管调频电路的优点是电路简单,容易获得较大的频偏,如果工作在频偏不大的状态,线性可以很好,非线性失真可以很小。但变容二极管的一致性较差,给生产工艺提出更高要求。另外,变容二极管的结电容容易受环境温度、电源电压变化的影响,使结电容产生漂移,从而造成调频波的中心频率不稳。因此,在频率稳定度要求较高的场合,就不能用简单的变容二极管调频电路。

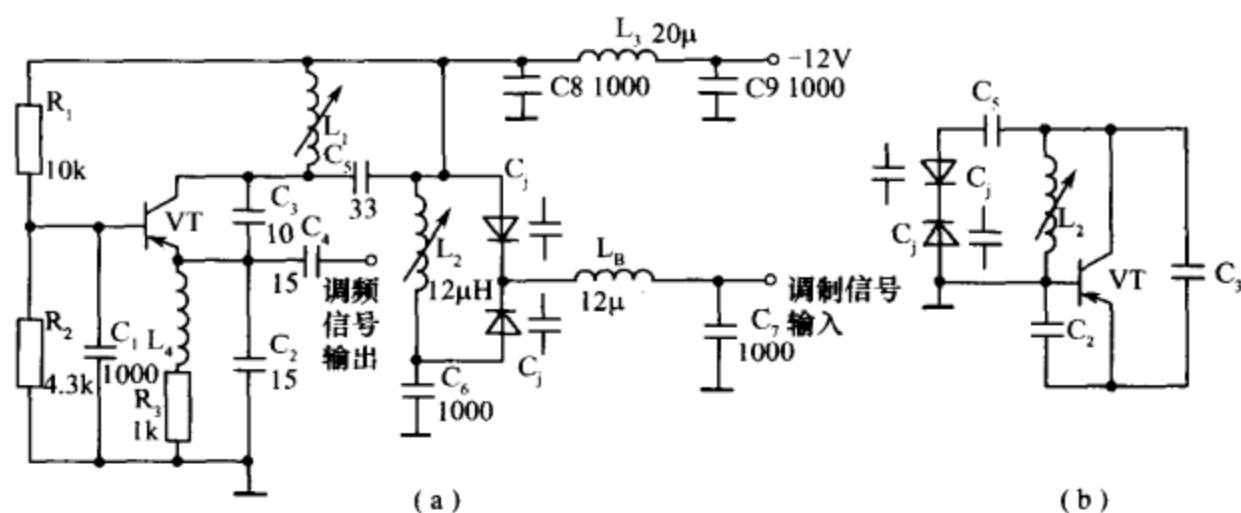


图 12-28 变容二极管直接调频电路

(a)实际电路；(b)简化原理电路。

(2) 石英晶振直接调频电路

对中心频率要求很高的调频装置,可以对石英晶体振荡电路进行直接调频。图12-29给出了石英晶体振荡电路直接调频的原理图。图中,变容二极管与石英晶体相串联,变容二极管的结电容 C_j 受调制电压的控制,因而石英晶体的等效电感也受到控制,使振荡电路的振荡频率受到调制电压的控制而获得调频波。

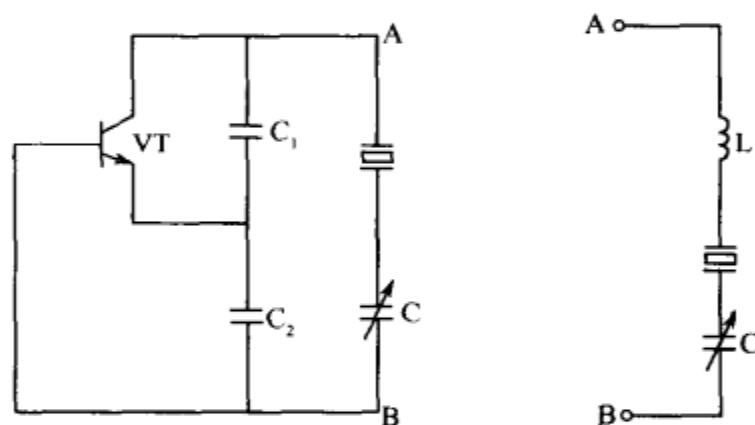


图 12-29 石英晶体直接调频原理图

石英晶体振荡电路的频率稳定度很高,电路参数变化对振荡频率的影响极小。但是,这又带来一个问题,变容管 C_j 的变化所引起的调频波的频偏是很小的,这个偏移不会超出石英晶体串联、并联两个谐振频率差值的一半,一般 f_s 与 f_p 之差只有几十赫至几百赫。为了加大晶体振荡电路直接调频的频偏,可在图 12-29(a)中的 AB 支路内串联一个电感 L ,如图 12-29(b)所示。 L 的串入能减小石英晶体静态电容的影响,扩展石英晶体的感性区域,使 f_s 与 f_p 间的差值加大,从而增强可变容二极管控制频偏的作用,使频偏加大。

图 12-30(a)绘出了一个中心频率为 4.3MHz 的石英晶体调频振荡电路的实际电路,图(b)所示是它的交流等效电路。

二、调频解调(鉴频)电路

前面介绍的调幅信号的解调(检波)是从调幅信号中恢复出原调制信号,完成调幅波解调的电路称为检波器。下面将要介绍的调频解调(鉴频)是从调频信号中恢复出原调制信号,完成调频信号解调的电路称为鉴频器,也称为频率检波器。

调频信号解调时,首先把输入调频波进行频—幅变换,就是将输入调频波的瞬时频率

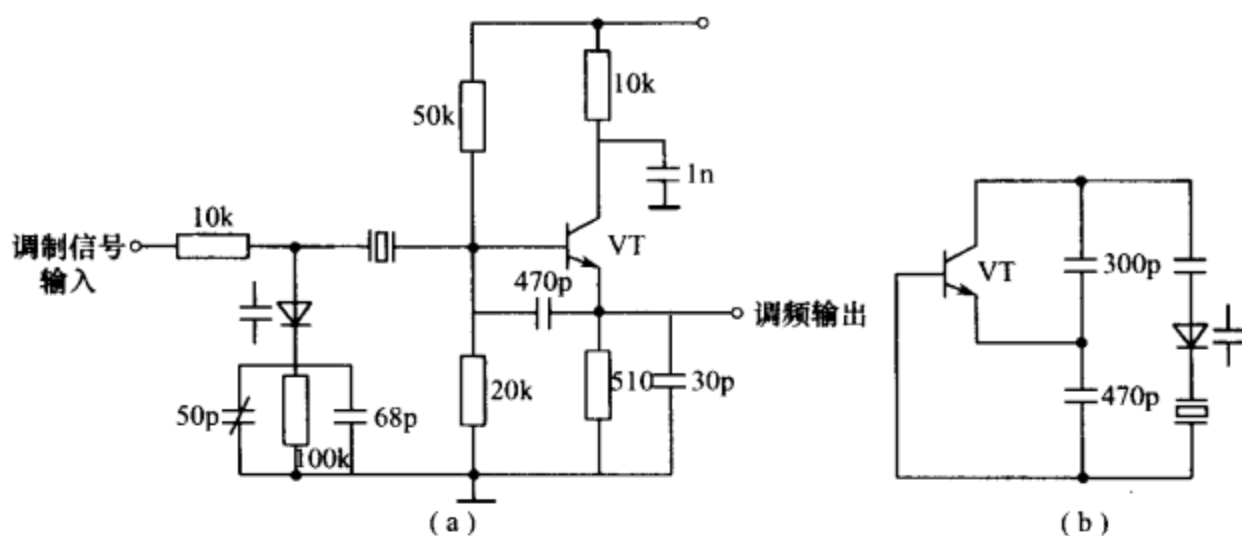


图 12-30 石英晶体直接调频实际电路

变化规律不失真地变换为调频波的包络变化(即为调幅—调频波),然后采用一个线性的包络检波器检出调幅—调频波的包络变化。图 12-31 是鉴频器的基本框图,鉴频器由调频—调幅变换器和振幅检波器两部分组成。鉴频电路的工作波形如图 12-32 所示。图 (a)为调制信号;图(b)为调频信号;图(c)为经过变换器变换后的调幅—调频波(AM—FM 波),这不仅是调频波,而且其高频振幅变化规律与调频波频率的变化规律相同;图 (d)是经过振幅检波器检波后输出的低频信号,它与原调制信号是相同的。

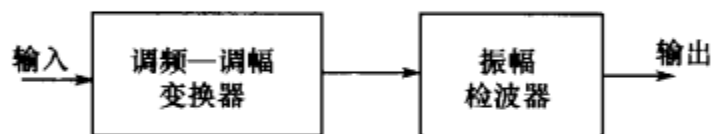


图 12-31 鉴频器的框图

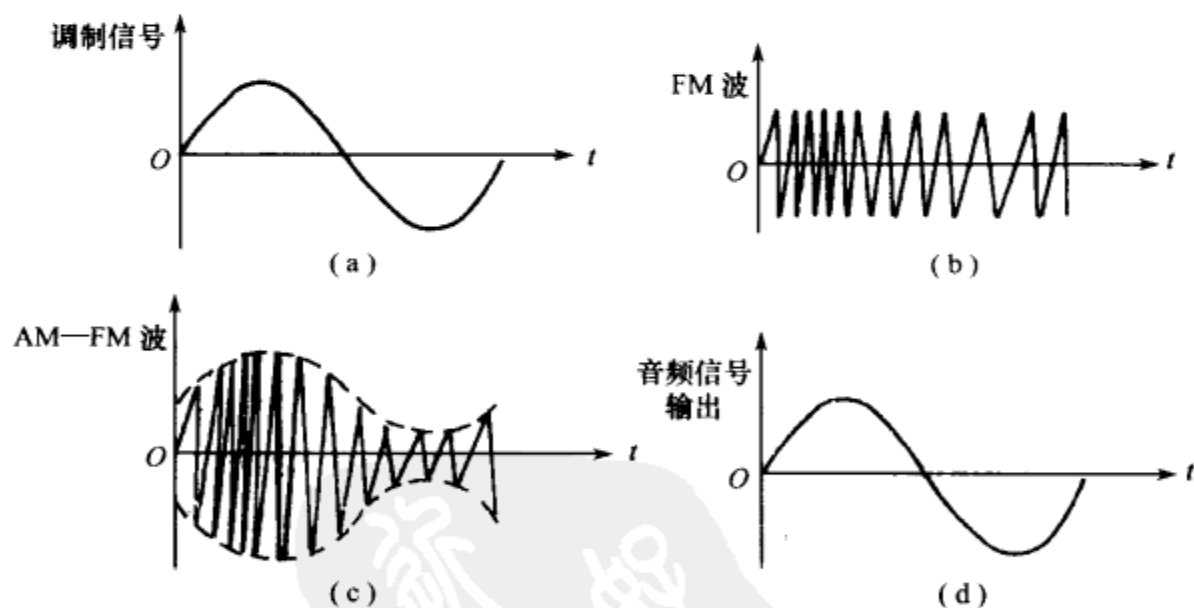


图 12-32 鉴频器的波形

(a)调制信号; (b)调频信号; (c)调幅—调频波; (d)低频信号。

鉴频器的形式很多,常用的有斜率鉴频器、相位鉴频器和比例鉴频器等。

1. 斜率鉴频器

(1)单失谐回路斜率鉴频器

图 12-33 是谐振回路幅—频特性曲线。如果选用曲线中接近于直线的那部分线段 AB,使调频信号的中心频率 f_0 置于它的幅—频特性曲线倾斜区 AB 的中点,也就是使谐振回路对于谐振频率是失谐的,那么,当调频波的瞬时频率按图 12-33(a)中的正弦规律变

化时,由于回路对于不同频率的失谐所呈现的阻抗不同,因此,回路电压振幅将随调频波的频率 f 而变化。当 $f > f_0$ 时,回路失谐小,回路输出电压大;当 $f < f_0$ 时,回路失谐大,回路输出电压就小,如图 12-33(b)所示。当调频波的频率随调制信号变化时,回路阻抗的失谐度也在变,导致回路输出电压幅度变化,这时的并联回路电压就是一个调幅—调频波,变换后的调幅—调频波如图 12-33(c)所示。

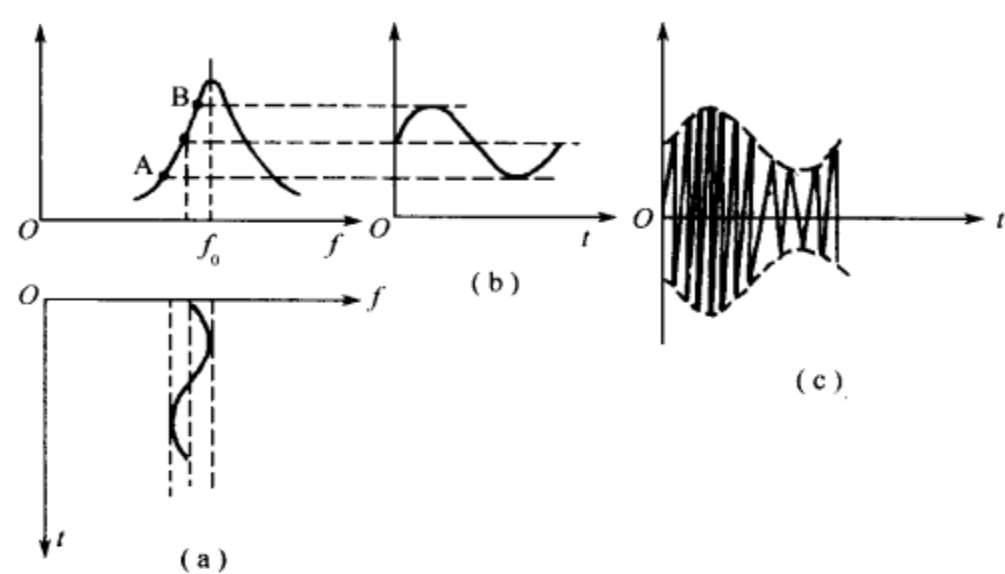


图 12-33 调谐回路斜率鉴频器幅—频特性曲线
(a)回路谐振曲线；(b)回路输出电压幅度；(c)调幅—调频波。

因此,一个单谐振回路就是一个能够把调频波变换成调幅—调频波的变换器。变换后得到的调幅—调频信号通过振幅检波器,就可以检出反映在包络变化上的调制信号。用这种方法鉴频的称为斜率鉴频,这种电路称为斜率鉴频器,又称为失谐回路振幅鉴频器。

图 12-34 是一种最简单的单失谐斜率鉴频器电路图,图中,变压器 T 的右边是振幅检波器,它与调幅波的二极管振幅检波器完全相同。变压器 T 的左边部分则是调频—调幅变换器,这实际上就是单调谐放大器,只不过谐振回路是工作在失谐状态而已。晶体三极管与谐振回路组成的调幅—调频变换器,把调频信号 u 变为 AM-FM 信号 u_1 ,再经二极管检波器变为低频信号 u_o 。回路谐振频率与调频信号中心频率 f_0 是不相等的,也就是说,使回路对谐振频率失谐,让调频信号处在谐振曲线的倾斜部位。

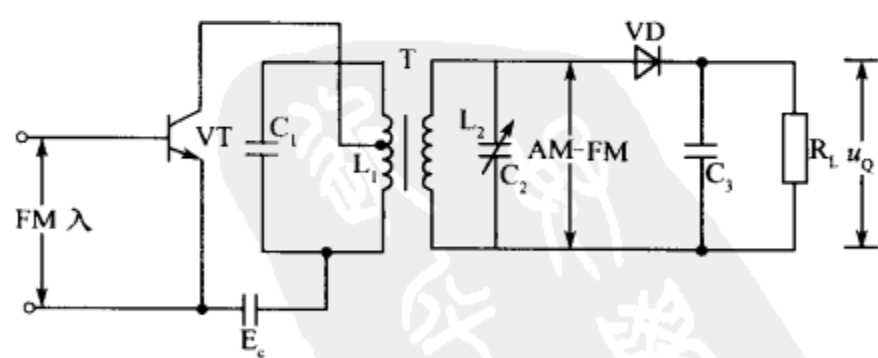


图 12-34 单失谐回路斜率鉴频器电路

由于上述这种简单的单失谐回路鉴频器的幅—频特性曲线斜坡部分不完全是直线性的,或者说线性范围较窄,当频偏较大时,非线性失真就很严重,因此只能用在频偏要求较小的调频电路。实际应用中不采用这种单失谐回路的鉴频器。

(2) 双失谐回路斜率鉴频器

为了获得较好的线性鉴频特性以减小失真,并适用于解调较大频偏的调频信号,一般采用由两个失谐回路构成的斜率鉴频器,其原理电路如图 12-35 所示,称为双失谐回路斜率鉴频器,有时也叫平衡斜率鉴频器。

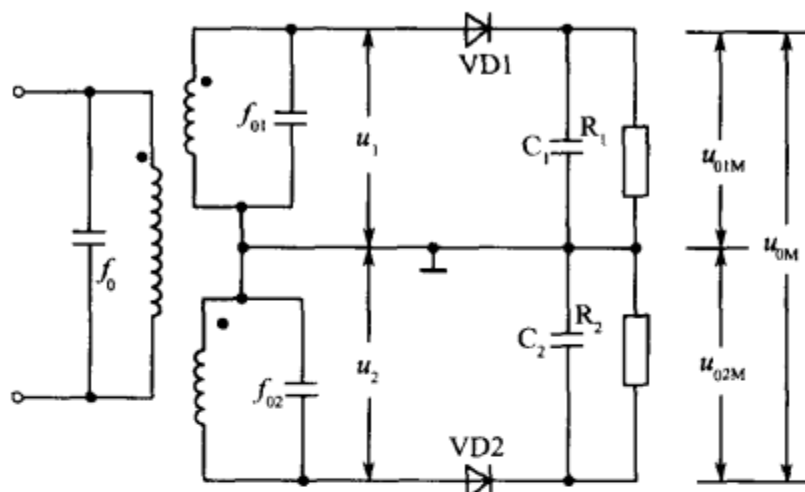


图 12-35 双失谐回路鉴频原理电路

我们在分析单失谐回路鉴频器时知道,如果想要增大鉴频器的工作频带宽度,伴随而来的是失真增大,使输出信号成为正半周大而负半周小的波形。这一物理现象有点类似于放大器工作点过低所造成的失真。我们知道,在放大器中,由于工作点而造成的失真,是可以通过推挽电路来减小的。从单失谐回路鉴频器发展到双失谐回路鉴频器,类似于放大器从单管电路发展到推挽电路。

双失谐回路鉴频器由调频—调幅变换器和振幅检波器两部分组成。它共有三个谐振回路,初级回路调谐于调频信号的中心频率 f_0 ,次级的两个回路分别调谐于 f_{01} 和 f_{02} ,与中心频率 f_0 的关系是

$$f_{01} > f_0 > f_{02}$$

$$f_{01} - f_0 = f_0 - f_{02}$$

调频信号在次级回路两端产生的电压 u_1 和 u_2 的幅度分别用 U_{1m} 和 U_{2m} 表示,假设两个二极管检波器的参数一致($C_1 = C_2, R_1 = R_2, VD_1$ 和 VD_2 的参数一样), U_{1m} 和 U_{2m} 分别经二极管检波器得到输出电压 U_{o1m} 和 U_{o2m} ,由于次级两回路线圈与 VD_1, VD_2 接法相反(如图中所标示的同名端),所以 U_{o1m} 和 U_{o2m} 极性相反,合成的总输出电压 U_{0m} 为

$$U_{0m} = U_{o1m} - U_{o2m} \approx U_{1m} - U_{2m}$$

从以上的分析结果可得出如图 12-36 所示的曲线。图中,次级两回路的谐振曲线用虚线表示,它代表 U_{1m} 和 U_{2m} 随频率 f 的变化,只要将 U_{1m} 和 U_{2m} 两曲线相减,就可得到图中实线所示的鉴频特性曲线。可见,双失谐回路的鉴频特性曲线的直线性和线性范围这两个方面都比单失谐回路鉴频器有显著的改善。这是因为,当一边鉴频输出波形有失真,例如,当正半周大,负半周小时,对称的另一边鉴频输出波形也必定有失真,但却是正半周小,负半周大,因而相互抵消。

2. 相位鉴频器

相位鉴频器又称为双调谐鉴频器,它是利用耦合谐振电路的初级回路和次级回路电压的相位差随频率变化的原理,把频调波转变为调幅—调频波,再经幅度检波,恢复原调

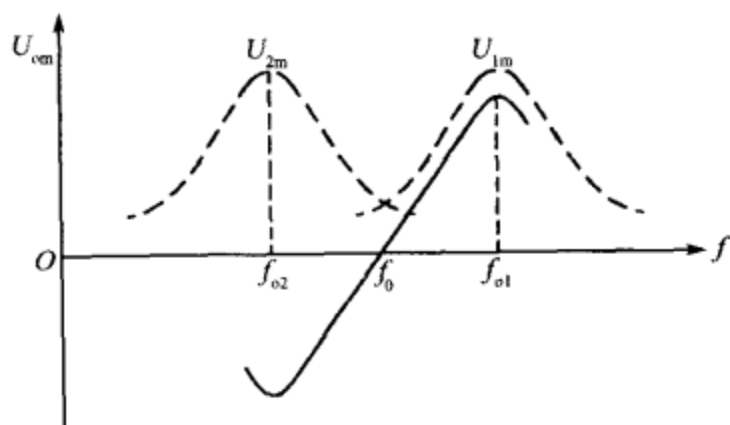


图 12-36 双失谐回路鉴频器的鉴频曲线

制信号的一种鉴频电路。相位鉴频器的原理方框图如图 12-37 所示。它由两部分组成：虚线框内为调频—调频调幅波变换电路，右边部分为振幅检波器。

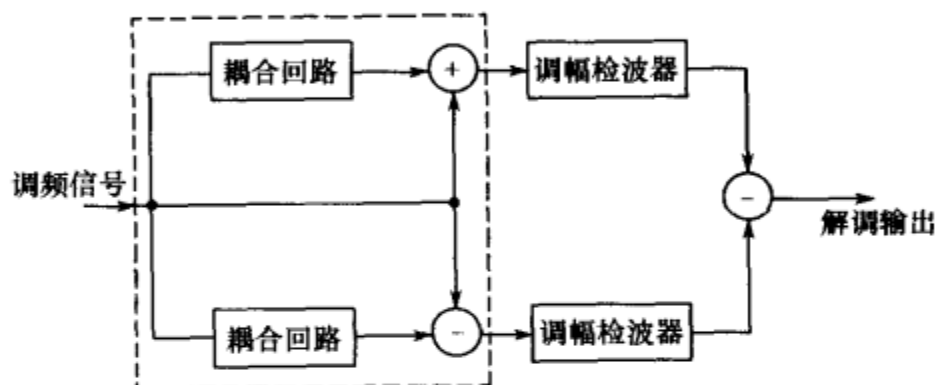


图 12-37 相位鉴频器原理方框图

图 12-38(a)是互感耦合相位鉴频器的基本电路，图(b)为其等效电路。变换电路是内双耦合回路组成。其初级 L_1 、 C_1 和次级 L_2 、 C_2 两个回路都调谐在调频波的中心频率 f_0 上。电容 C_c 的容量较大，对信号可视为短路； L_3 是高频扼流圈，对信号可视为开路，它是为检波电路的直流设置的通道。为了把调频波转变为调频—调幅波，初级和次级之间采用了两种耦合方式：一是通过互感耦合，即 u_1 通过互感在次级产生电压 u_2 ；二是通过电容 C_c 耦合到高频扼流圈 L_3 上， L_3 两端的电压近似等于 u_1 。从等效电路中可以看出，变换电路送给两个检波二极管上的电压分别为 $u_{VD1} = u_1 + \frac{u_2}{2}$ 和 $u_{VD2} = u_1 - \frac{u_2}{2}$ 。

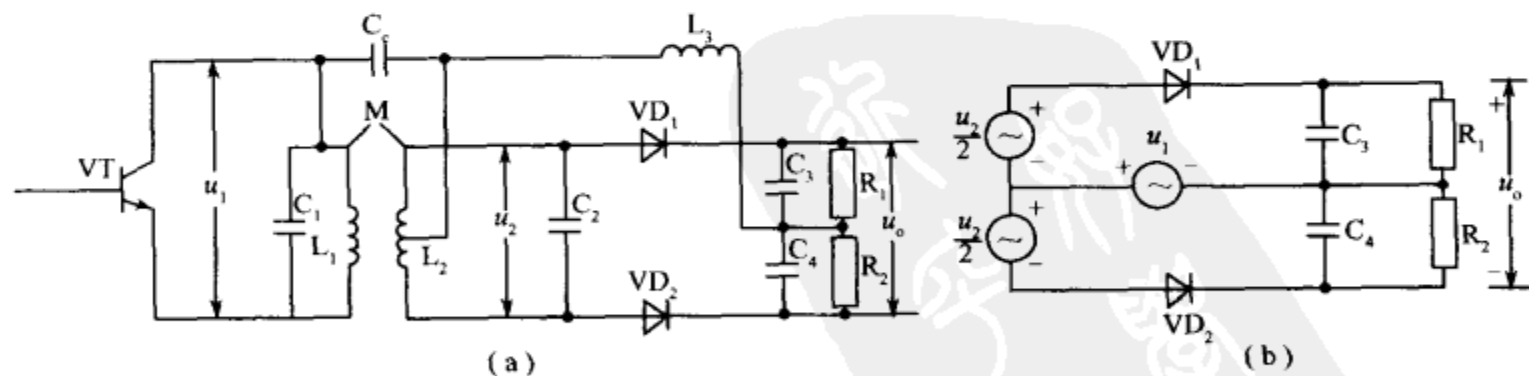


图 12-38 互感耦合相位鉴频器

(a)原理电路；(b)等效电路。

为了分析双调谐回路在不同频率的工作状态下 u_1 和 u_2 之间的相位关系，给出图 12-39所示的互感耦合调谐回路，图中，两个回路的谐振频率相同，均调谐在调频波的中心频率 f_0 上。如果变压器次级为开路或接纯电阻负载，则 u_2 与 u_1 同相或反相。而图

12-39中,变压器负载是电容,且次级回路又是调谐回路,这时 u_2 与 u_1 的相位关系就不再是同相或反相了,其相位差将随 u_1 频率的变化而变化。根据理论分析,当输入调频波的瞬时频率 f 等于回路的谐振频率时,回路处于谐振状态, u_2 滞后 u_1 角度为 90° 。当 $f < f_0$ 时, u_2 滞后 u_1 的角度小于 90° ;当 $f > f_0$ 时, u_2 滞后 u_1 的角度大于 90° 。由此可见,回路的失谐状态与调频波的频率变化直接有关。

我们再来分析图 12-38 所示电路的相位鉴频电路,根据以上所总结的 u_2 与 u_1 在不同频率下相位关系的结论,调频波的频率正好等于其中心频率时, u_2 滞后 u_1 角度等于 90° ,此时 VD_1 上的电压 $u_1 + \frac{u_2}{2}$ 和 VD_2 上的电压 $u_1 - \frac{u_2}{2}$ 振幅相等,这两个电压分别经 VD_1 和 VD_2 检波后,在 R_1 和 R_2 上的电压降大小相等、相位相反,所以输出电压 u_o 为零。

调频波的频率大于中心频率时, u_2 滞后于 u_1 的角度大于 90° ,这时电压 $u_1 - \frac{u_2}{2}$ 的振幅大于 $u_1 + \frac{u_2}{2}$ 的振幅,因此, $u_2 > u_1$,输出电压 u_o 为负值。调频波的频率比中心频率高出越多,输出电压就越负。

调频波的频率低于中心频率时, u_2 滞后于 u_1 的角度小于 90° ,此时 $u_1 + \frac{u_2}{2}$ 的振幅比 $u_1 - \frac{u_2}{2}$ 的振幅大,所以 $u_1 > u_2$,输出电压 u_o 为正值。调频波的频率比中心频率低得越多,输出电压就越正。

由以上分析可知,当送入鉴频器的调频波的频率发生变化时,鉴频器的输出电压也随之发生变化,从而得到原调制信号电压,实现了调频信号的解调。输出电压随调频波频率变化的鉴频特性如图 12-40 所示。

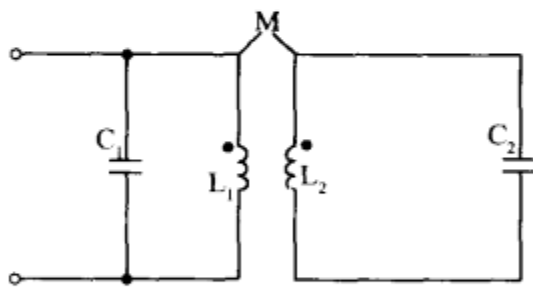


图 12-39 互感耦合调谐回路

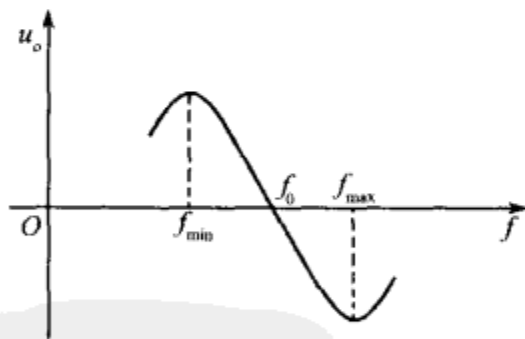


图 12-40 相位鉴频器的鉴频特性

3. 比例鉴频器

前面介绍的斜率鉴频器和相位鉴频器,当输入调频波的振幅变化时,鉴频器输出电压的幅度也发生变化。也就是说,输入信号的寄生调幅,都将直接在鉴频器的输出信号中反映出来。为了抑制这些寄生调幅的影响,要求在鉴频器之前预先接有限幅器。而且为了使限幅器能有效地起限幅作用,要求限幅器输入端的电压必须大于一定的值(往往要求输入电压在 1V 左右),这就需要在限幅器之前对调频信号有较大的放大量,导致接收机高频放大器级数的增加。

能否对相位鉴频器的电路作某些改动来获得一定的自限幅作用,以省掉限幅器呢?比例鉴频器就是一种兼有限幅作用的鉴频器,它是在相位鉴频器的基础上改进而来的。

目前,调频接收机和电视机的伴音电路部分,为了降低成本,减小体积,广泛采用比例鉴频器。

图 12-41(a)是比例鉴频器的基本电路,图(b)为其等效电路。从图中可以看出,比例鉴频器也是由两部分组成:一部分为波形变换电路,它与相位鉴频器相同;另一部分为相位检波器,它与相位鉴频器的相位检波部分不同。其主要差别有以下几点:

①将电容 C_3 和 C_4 相串联的中点与电阻 R_1 和 R_2 相串联的中点分开,鉴频器输出电压 u_o 是从这两个中点之间取出的。由图 12-41(b)比例鉴频器的简化等效图可看出,流过负载电阻 R_L 的电流 i_1 和 i_2 方向相反,因而负载电阻 R_L 上的输出电压 u_o 正比于这两个电流之差,起到了差动输出的作用。

②在 A、B 两端接了一个大电容量的电容 C_5 ,其容量约为 $10\mu\text{F}$,它和电阻 $(R_1 + R_2)$ 组成很大的时间常数,为 $0.1\text{s} \sim 0.2\text{s}$,这样,在检波过程中,该并联电路对 15Hz 以上变化的寄生调幅呈惰性,使其两端电压来不及跟着寄生调幅的幅度变化,而保持在某一恒定不变的数值 u_{C5} 上。

③为了能构成检波器的直流通路,其中一个二极管必须反接,因而在电容 C_3 和 C_4 上产生的检波电压 u_3 和 u_4 的极性相同,这样,AB 两端就不像相位鉴频器那样属于差动输出,而是这两个电压之和,即 $u_{AB} = u_{C3} + u_{C4} = u_{C5}$,且数值上基本保持不变。

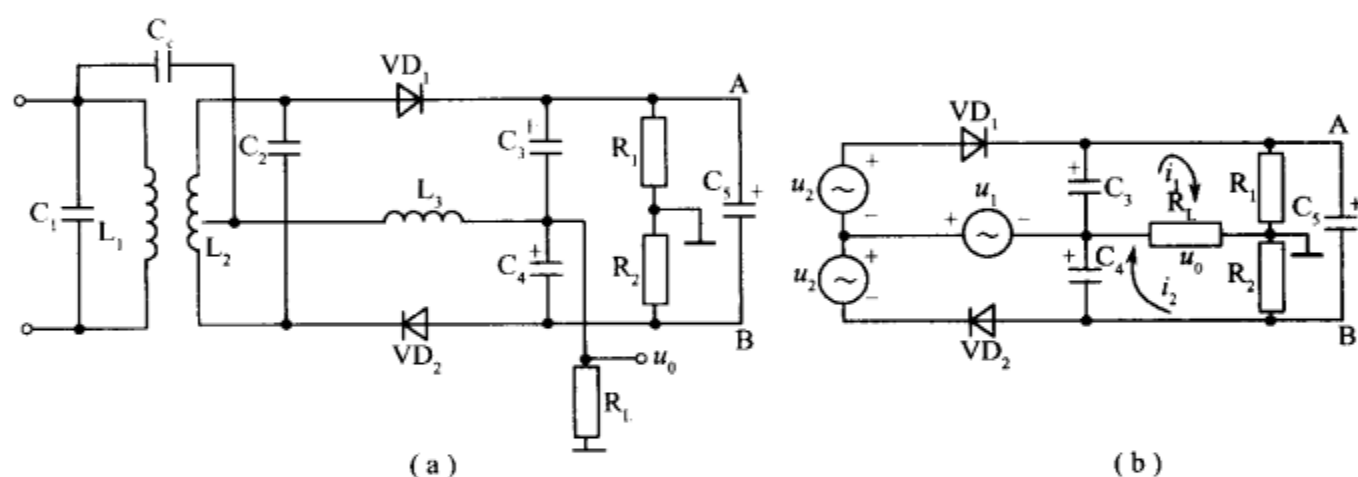


图 12-41 比例鉴频器

(a)比例鉴频器电路;(b)比例鉴频器的简化等效电路。

由等效电路图可以看出,当 $R_1 = R_2$ 时,则

$$u_o = u_{C4} - \frac{1}{2} u_{AB} \text{ 或 } u_o = -u_{C3} + \frac{1}{2} u_{AB}$$

将 $u_{AB} = u_{C3} + u_{C4}$ 代入 $u_o = u_{C4} - \frac{1}{2} u_{AB}$

可得

$$u_o = u_{C4} - \frac{1}{2} u_{AB} = u_{C4} - \frac{1}{2} (u_{C3} + u_{C4}) = \frac{1}{2} (u_{C4} - u_{C3})$$

可见, u_o 与检波器的输入电压(即两个检波负载电容上的电压 u_{C3} 、 u_{C4})成比例关系,比例鉴频器的名称即由此而来。

当 $f = f_0$ 时, $u_{C3} = u_{C4}$, 所以输出电压 $u_o = 0$; 当 $f > f_0$ 时, $u_{C3} > u_{C4}$, 此时输出电压 u_o 为负值; 当 $f < f_0$ 时, $u_{C4} > u_{C3}$, 此时输出电压 u_o 为正值。因此,鉴频器的输出电压 u_o 的幅

度随调频波的频率 f 的变化而改变,达到鉴频的目的。

在调频信号瞬时值发生变化时, u_{C3} 与 u_{C4} 一个增大,一个减小,其差值随频率变化而变化。但是,当输入调频信号的幅度发生变化时, u_{C3} 与 u_{C4} 同时增大或同时减小,其差值是不变的,这样比例鉴频器的输出电压 u_o 就不会随输入调频信号的振幅变化而变化,起到了抑制寄生调幅的作用。

* 第五节 模拟乘法器和同步检波电路

近年来,单片的集成模拟乘法器发展十分迅速,由于技术性能不断提高,而价格比较低廉,使用比较方便,所以应用十分广泛,不仅用于模拟信号的运算,而且已经扩展到电子测量仪表、无线电通信等各个领域。

一、模拟乘法器的原理

模拟乘法器的图形符号如图 12-42 所示,通常有两个输入端和一个输出端,输出电压正比于两个输入电压之乘积,可表示为

$$u_o = k u_{i1} u_{i2}$$

式中,比例系数 k 的值可能为正,也可能为负。 k 为正值时,称为同相乘法器; k 为负值时,称为反相乘法器。

实现乘法运算的方法很多,下面主要介绍变跨导式模拟乘法器。这种乘法器由于其电路比较简单、容易集成以及工作频率比较高等优点,已被公认为优良的通用型乘法器,被许多实际的集成模拟乘法器产品所采用。

变跨导式模拟乘法器是以恒流源式差动放大电路为基础,并采用变跨导的原理而形成的。我们知道,图 12-43 所示恒流源式差动放大电路的输出电压为

$$u_o = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} u_{i1}$$

由于 $r_{be} \approx 2(1+\beta) \frac{U_T}{I}$ (其中 $U_T \approx 26\text{mV}$),代入上式可得

$$u_o = -\frac{\beta R_c}{2(1+\beta)U_T} u_{i1} I \approx -\frac{R_c}{2U_T} u_{i1} I$$

由上式可见,输出电压正比于输入电压 u_{i1} 与恒流源电流 I 的乘积。如能设法使恒流源电流 I 受另一个输入电压 u_{i2} 的控制,与 u_{i2} 成正比,则 u_o 将正比于 u_{i1} 与 u_{i2} 的乘积。

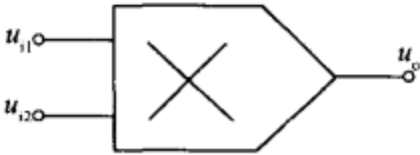


图 12-42 模拟乘法器的符号

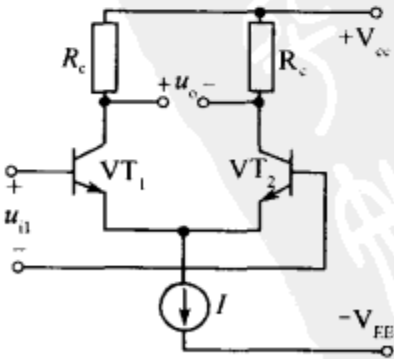


图 12-43 恒流源式差动放大电路

由上述指导思想出发,将另一个输入电压加在恒流管 VT_3 的基极与负电源之间,如图 12-44 所示。当 $u_{i2} \gg u_{BE3}$ 时,恒流源电流为

$$I = \frac{u_{i2} - u_{BE3}}{R_e} \approx \frac{u_{i2}}{R_e}$$

即 I 与 u_{i2} 成正比,将 $I \approx \frac{u_{i2}}{R_e}$ 代入 $u_o \approx -\frac{R_c}{2U_T} u_{i1} I$, 可得

$$u_o \approx -\frac{R_c}{2R_e U_T} u_{i1} u_{i2} = k u_{i1} u_{i2}$$

最后可得到输出电压 u_o 正比于输入电压 u_{i1} 与 u_{i2} 的乘积,实现了乘法运算。

图 12-44 只是变跨导式乘法器的原理性电路,如用于实际,还存在许多缺点。例如,若 u_{i2} 幅度较小,不满足 $u_{i2} \gg u_{BE3}$ 时,运算误差较大。实际的乘法器还必须进行改进。

无线电通信系统中的大量的频率变换过程,如振幅调制、检波、混频、鉴频、鉴相等都可以归结为两个信号相乘或包含相乘的过程,于是上述这些过程都可以由模拟乘法器来完成。使用模拟乘法器来完成这些非线性电路功能,不仅性能优良,而且电路简单、调整方便。下面简要介绍模拟乘法器在同步检波器中的应用。

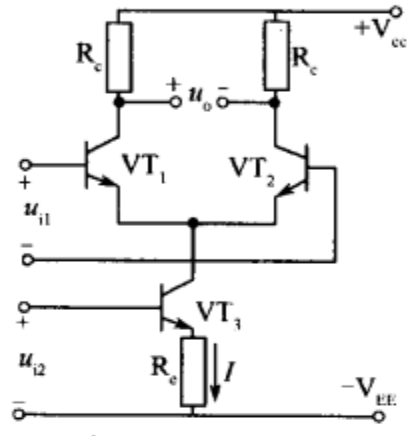


图 12-44 变跨导式模拟乘法器原理图

二、模拟乘法器在同步检波器中的应用

同步检波器是一种小信号线性检波器,框图如图 12-45 所示。由图中可以看出,其核心是一个由双差分放大电路构成的模拟乘法器,另外还包括副载波恢复电路及低通滤波器(LPF)等。

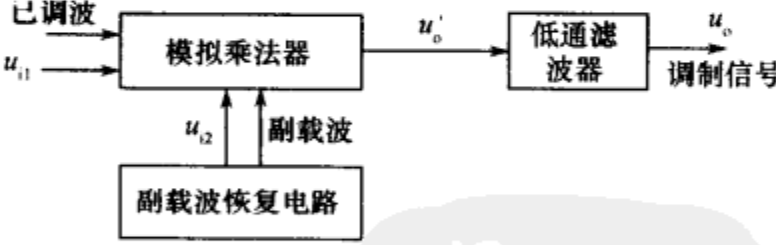


图 12-45 同步检波器框图

同步检波器即可以对一般调幅波进行解调,也可以对平衡调幅波进行解调,下面分别介绍。

1. 同步检波器的数学分析

(1) 一般调幅波的解调

设载波信号 $u_c(t) = U_{1m} \cos \omega_0 t$, 调制信号 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$, 则一般的调幅波的表达式为

$$u_{i1} = U_{1m} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

设同步检波器的副载波表达式为

$$u_{i2} = U_{2m} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

式中： φ 为副载波与原调制信号波的相位差。

设乘法器的比例系数为 k ，则乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u'_0 &= k u_{i1} u_{i2} = k U_{1m} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \times U_{2m} \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &\frac{1}{2} k U_{1m} U_{2m} \cos \varphi + \frac{1}{2} m_a k U_{1m} U_{2m} \cos \varphi \cos \Omega t + \\ &\frac{1}{2} k U_{1m} U_{2m} (1 + m_a) \cos \Omega t \cos(2\omega_0 t + \varphi) \end{aligned}$$

当副载波与原调制信号波的相位差 φ 一定时， $\cos \varphi$ 为定值，故可看出，第一项 $\frac{1}{2} k U_{1m} \times U_{2m} \cos \varphi$ 为直流成分；第三项 $\frac{1}{2} k U_{1m} U_{2m} (1 + m_a) \cos \Omega t \cos(2\omega_0 t + \varphi)$ 为原载波信号的二次谐波部分，可利用低通滤波器滤除掉；而第二项 $\frac{1}{2} m_a k U_{1m} U_{2m} \cos \varphi \cos \Omega t$ 即为需要的解调信号，该项中的 $\frac{1}{2} m_a k U_{1m} U_{2m} \cos \varphi$ 为解调出的调制信号的幅度。由公式可以看出，当 $\varphi = 0^\circ$ （同相）或 $\varphi = 180^\circ$ （反相）时，解调出的信号幅度最大；而当 $\varphi = 90^\circ$ 或 $\varphi = 270^\circ$ （正交）时，解调出的信号幅度为零。

为了使检波后输出的调制信号幅度最大，则要求同步检波器的副载波必须与调制信号的载波同频、同相（或反相），故这种检波器有时又称为同步检波器。

(2) 平衡调幅波的解调

平衡调幅是抑制载波的调幅方式。由一般调幅波的数学表达式减去载波分量即可得到平衡调幅波的数学表达式，即

$$\begin{aligned} u_{i1} &= u - u_c = \\ &U_{1m} \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_a U_{1m} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{1m} \cos(\omega_0 - \Omega)t - U_{1m} \cos \omega_0 t = \\ &\frac{1}{2} m_a U_{1m} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{1m} \cos(\omega_0 - \Omega)t = \\ &m_a U_{1m} \cos \Omega t \cos \omega_0 t = U_{\Omega m} \cos \Omega t \cos \omega_0 t \end{aligned}$$

式中： $\cos \Omega t$ 为原调制信号； $\cos \omega_0 t$ 为原高频等幅信号（为简分分析，这里假设以上两信号的振幅皆为 1）。

同步检波器采用的副载波表达式为

$$u_{i2} = U_{2m} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

式中： φ 为副载波与原调制信号波的相位差。

设乘法器的比例系数为 k ，则乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u'_0 &= k u_{i1} u_{i2} = k U_{1m} \cos \Omega t \cos \omega_0 t \times U_{2m} \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &\frac{1}{2} k U_{1m} U_{2m} \cos \varphi \cos \Omega t + \frac{1}{4} k U_{1m} U_{2m} \cos[(2\omega_0 + \Omega)t + \varphi] + \end{aligned}$$

$$\frac{1}{4}kU_{1m}U_{2m}\cos[(2\omega_0-\Omega)t+\varphi]$$

采用低通滤波器,滤除 $2\omega_0$ 等高次谐波部分,可求出最后输出电压为

$$u_0 = \frac{1}{2}kU_{1m}U_{2m}\cos\varphi\cos\Omega t$$

式中: $\cos\Omega t$ 为原调制信号; $\frac{1}{2}kU_{1m}U_{2m}\cos\varphi$ 为解调信号的幅度,同样可以看出,当 $\varphi=0^\circ$ (同相)或 $\varphi=180^\circ$ (反相)时,解调出的信号幅度最大,而当 $\varphi=90^\circ$ 或 $\varphi=270^\circ$ (正交)时,解调出的信号幅度为零。为了获取最大的解调输出信号,仍要求副载波与原平衡调幅波的载波间保持严格的同频、同相(或反相)关系。

(3) 正交平衡调幅波及其解调

电视台发射彩色信号时,需要发射两个色差信号,即蓝色差信号(B-Y)和红色差信号(R-Y),鉴于两个色差信号要调制在同一频率的副载波上,要求在接收端能干净地分别解调出它们,采用了将两个色差信号分别调制在频率相同、但相位差为 90° (正交)的两个副载波上,称之为正交调幅。分别调制并相加后的信号称为正交平衡调幅信号。这是充分利用频带的一种技术手段,相加后两个信号共占有原一个信号调幅后所占的带宽。

在电视信号中规定,色差信号 B-Y 调制的副载波为 $\sin\omega_0 t$; 色差信号 R-Y 调制的副载波为 $\cos\omega_0 t$,其平衡调幅后已调波的瞬时值分别用 F_{B-Y} 和 F_{R-Y} 表示,则

$$F_{B-Y} = (B-Y)\sin\omega_0 t$$

$$F_{R-Y} = (R-Y)\cos\omega_0 t$$

两个已调波信号相加合成后为色度信号 F_C , 表示为

$$F_C = F_{B-Y} + F_{R-Y} = (B-Y)\sin\omega_0 t + (R-Y)\cos\omega_0 t = C\sin(\omega_0 t + \alpha)$$

式中

$$C = \sqrt{(B-Y)^2 + (R-Y)^2}$$

$$\alpha = \arctan \frac{R-Y}{B-Y}$$

色度信号是一个既调幅又调相的正弦波,角频率仍是 ω_0 ,幅度 C 由 R-Y、B-Y 信号值决定;相角 α 由 R-Y 及 B-Y 的比值决定,可见,色度信号由 C 和 α 两个参量决定。相角 α 大致上与色调对应,振幅 C 大致上与色饱和度对应。

色度信号在解调时,首先要恢复出副载波信号,然后,利用乘法器和低通滤波器即可解调出两个色差信号。

2. 彩色电视机同步检波器简介

在彩色电视机的中放通道和彩色解码电路中,均采用了同步检波器,下面主要介绍中放通道中准同步检波器和完全同步检波器。

(1) 准同步检波器

一般彩电中采用的中频信号处理集成电路,内部的视频检波电路大都是准同步检波电路,如 TA7680、TA8611 等,视频检波器采用准同步检波器,其框图如图 12-46 所示。

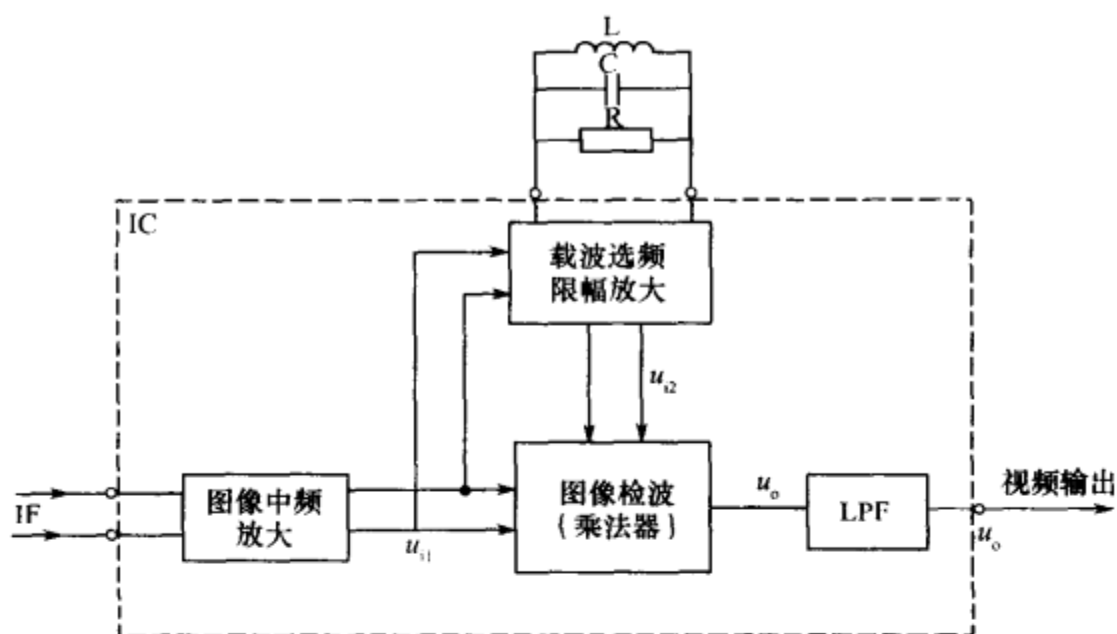


图 12-46 准同步检波器框图

准同步检波器电路的特点是利用载波选频放大电路从调幅信号中选择出副载波信号。由图 12-46 可以看出,中频放大后输出的调幅信号分为两路:一路作为调幅信号(u_{i1})直接送乘法器;另一路作为选频信号送载波选频限幅放大器。该放大器由 IC 内外两部分组成:利用外部 LC 并联网络的选频特性,从调幅信号中选择出中频载波(正常为 38MHz);再通过 IC 内二极管双向限幅、差分放大,将获取的等幅的开关信号作为副载波信号(u_{i2}),也送乘法器。这样,利用 IC 内的乘法器,将 u_{i1} 与 u_{i2} 两信号相乘,通过低通滤波后、取出所需要的视频信号。

重点提示:准同步检波器中,LC 并联选频网络由电感 L、电容 C 及阻尼电阻 R 组成,网络的固有频率 f_0 由网络自身参数决定,不管何原因改变了网络中 L 或 C 的数值,将直接改变网络的固有频率(正常为 38MHz),导致同步检波器失效;另外,并联在网络两端的阻尼电阻 R,将直接影响选频网络选取信号的幅度及带宽,当 R 取值偏大时,将使选频信号幅度加大,但频带变窄;反之,当 R 取值较小时,虽使网络选频信号幅度变小,但频带将明显加宽。

(2) 完全同步检波器

现在一些新式彩色电视机的中放视频检波电路,采用了完全同步检波器,其框图如图 12-47 所示。

由图中可以看出,完全同步检波器电路特点是单独设置了压控振荡器(VCO),并采用锁相环方式(PLL)求得同步。

这里的 VCO 为正弦波振荡器,产生 38MHz 副载波信号送同步检波器,外接的 LC 并联网络直接决定了振荡器的振荡频率;增设 APC 鉴相器的作用,是将振荡器送来的比较信号,与中频放大器送来的图像中频基准信号进行相位比较,输出的误差信号,通过 IC 外接的低通滤波器滤波后,产生直流控制电压 U_{APC} 加到 VCO,从而保证振荡器恢复出的副载波信号与调幅信号的载波同频、同相(或反相)。副载波恢复电路中一般还接有 APC 锁定检测器,通过该检测器,来切换 APC 鉴相器中低通滤波器的时间常数。当刚开机(或选台)频率不稳定时,它使低通滤波器具有小时间常数,达到“快速”捕捉的目的;当工作状态稳定后,它使低通滤波器具有扩大时间常数,达到“慢速”稳定的目的。需要说明的是,这

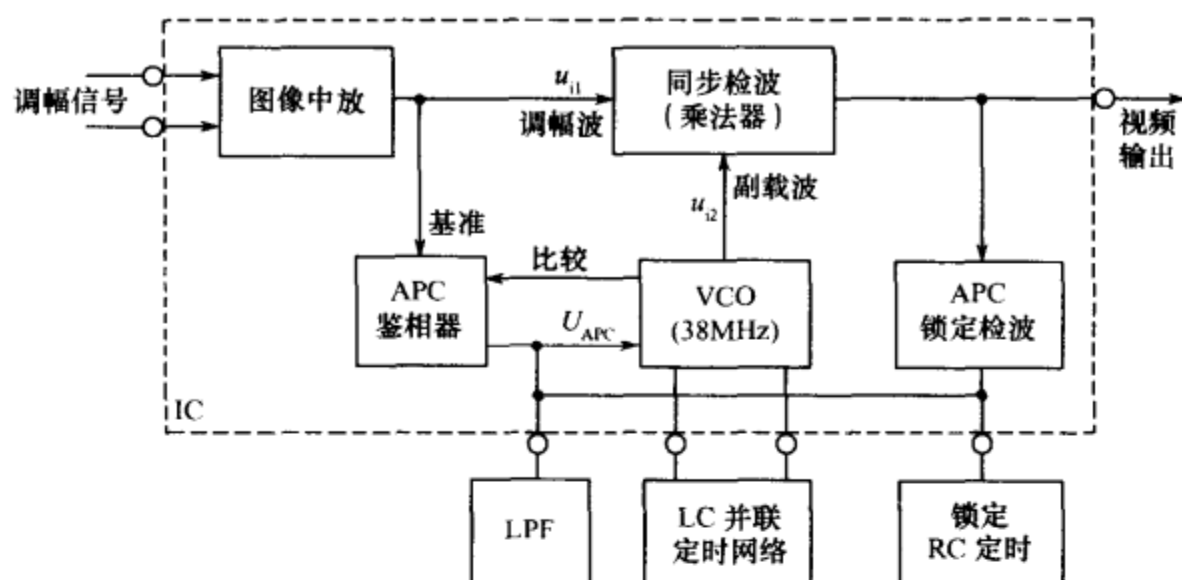


图 12-47 完全同步检波器框图

里的乘法器、VCO、APC 鉴相器、APC 锁定检测器等电子电路皆处在 IC 内部，而 APC 鉴相器的低通滤波网络、APC 锁定检测器的 RC 网络处在 IC 的外部，和准同步检测器一样，当这些网络中的 L、C、R 元件数值出现问题时，将影响到 VCO 的频率、相位，甚至导致 VCO 停振，使副载波信号失常或丢失，因此，不能检波出视频信号。

同步检波电路由于采用了锁相环压控振荡器产生双差分电路所需的副载波开关信号，因此，副载波信号是与图像中频同频、同相的等幅信号，与图像内容毫无关系，从而避免了准同步检波电路的缺陷，使视频信号基本不产生失真，并且消除了图像对伴音的“蜂音”干扰。另外，完全同步检波电路的图像中周（LC 并联网络）的可调范围更大，其两端可省去阻尼电阻，即使中周不能很好地谐振，压控振荡器仍能输出非常好的载波信号。因彩色电视机的 AFT 中周的唯一任务是将图像中周和产生的载波信号移相，功能比较简单，故新型的中放电路都已废除不用，而以集成的移相电路代替，这类中放电路 AFT 的调试实际上主要是通过细调图像中周实现的。

完全同步电路不仅用在彩色电视机的视频检波电路中，彩色电视机的彩色解码电路也采用了完全同步检波器，这里不再具体分析。

第六节 射频调制器介绍

在录/放像机、游戏机和 VCD/DVD 中，需要用到射频调制器，它的作用是将视频信号和音频信号（伴音信号）转换成射频信号，以便直接从天线插口馈入彩电中，下面对射频调制器简要进行分析。

一、射频调制器的基本组成

图 12-48 所示的射频调制器电路方框图中，VHF 射频调制器往往采用如图(a)所示的电路；UHF 射频调制器往往采用如图(b)所示的电路。

1. VHF 射频调制器

如图 12-48(a)所示，视频信号 u_{11} 加到钳位电路中，将输入的视频信号同步头钳位在一定的电平上，以便提供同步头 100% 的调幅。经过钳位后信号加到 AM 调制器中，载波

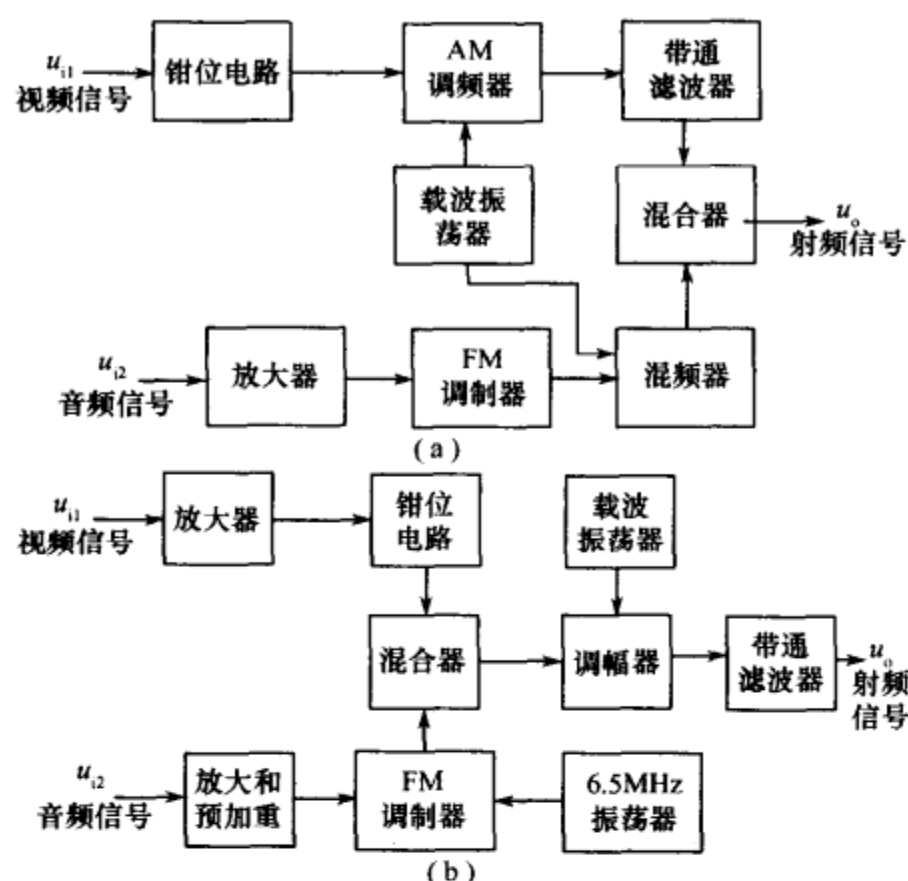


图 12-48 射频调制器方框图

(a)VHF 射频调制器框图；(b)UHF 射频调制器框图。

振荡器输出的载波也加到 AM 调制器中,通过调幅调制器获得调幅的视频信号。这一信号加到带通滤波器中,抑制部分下边带和邻近频道干扰,再将信号送到混合器。

音频信号 u_{12} 加到放大器中放大,再送到 FM 调制器中,获得 6.5MHz 的调频信号。这一信号同载频信号一起加到混频器中,得到混频信号,即高出载波频率 6.5MHz 的伴音信号。这一信号与带通滤波器输出的图像信号一起加到混合器中,便得到射频信号 u_0 ,这一信号可直接从电视机的天线插座馈入电视机中。

2. UHF 射频调制器

如图 12-48(b)所示,视频信号 u_{11} 加到放大器中放大,再送到钳位电路,然后送到混合器中。音频信号 u_{12} 加到放大和预加重电路中,对信号进行放大和预加重(提升高频),然后再送到 FM 调制器。6.5MHz 振荡器输出的信号也送入 FM 调制器中,这样得到 6.5MHz 的调频伴音信号。这一信号也加到混合器中,与视频信号混合后加到调幅调制器中进行调幅处理,得到调幅图像信号。6.5MHz 的调频伴音信号与载波信号发生混频,得到了比载波频率高出 6.5MHz 的调频伴音信号。带通滤波器去除了部分调幅下边带和差拍信号,这样便输出了射频信号 u_0 。

由于 6.5MHz 的调频伴音信号幅度很小,频率比视频信号高,对载波的调幅调制量不大,加上彩色电视机接收电路中的有关电路对其影响有抑制作用,故这种射频调制器广泛地用于 UHF 射频调制器中。

二、实用射频调制器

图 12-49 为游戏机射频调制器的电路图。因我国电视信号中图像载频比伴音载频低 6.5MHz,所以先将伴音信号用 6.5MHz 的等幅波调制后,再与视频信号一起送到混频电路混合成全电视信号,最后在射频电路中,全电视信号对由图像载波振荡器送来的载波进

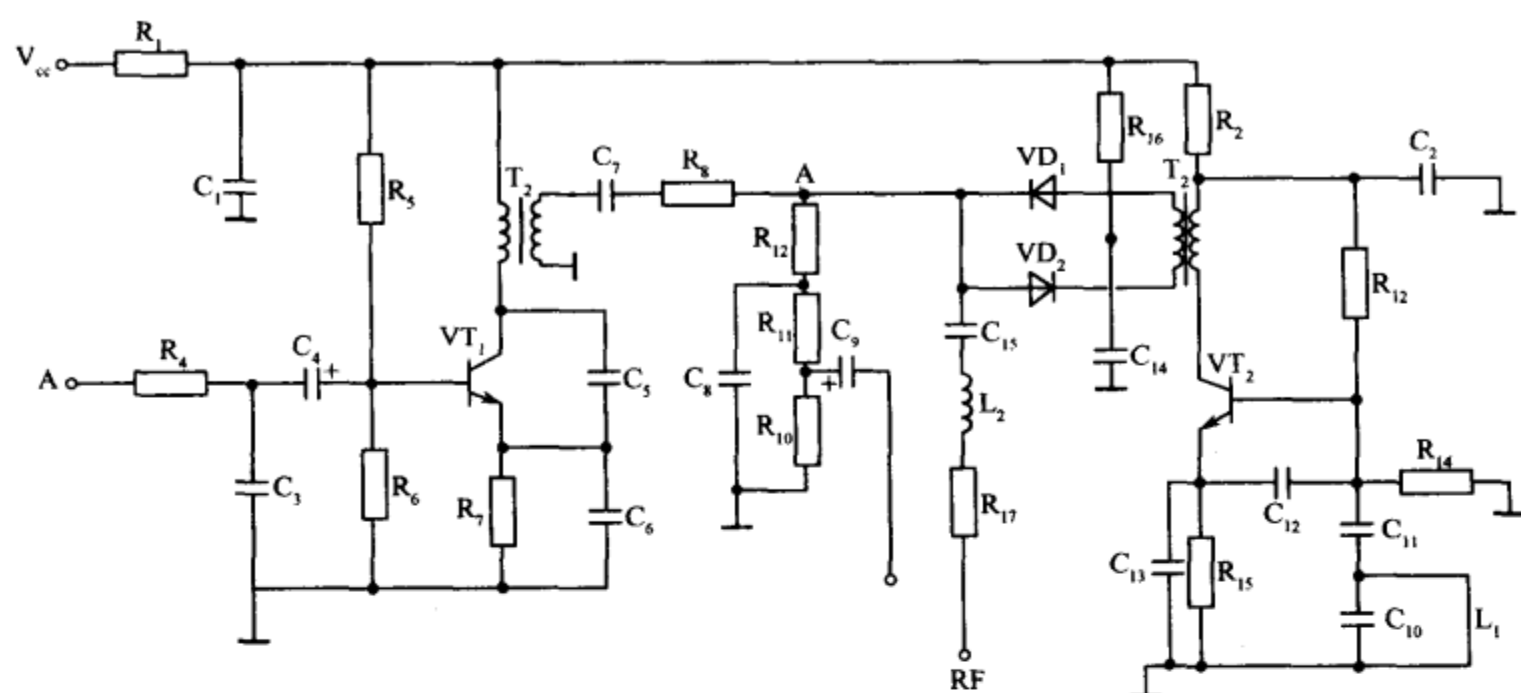


图 12-49 游戏机射频调制器的电路图

行幅度调制,形成 PAL-D 制的射频信号。

电路中,由 VT_1 、 R_5 、 R_6 、 R_7 、 C_5 、 C_6 、 VT_1 构成电容三点式振荡器,作为伴音载波振荡器,振荡的中心频率为 6.5MHz,音频信号经 R_4 、 C_4 对 6.5MHz 载频进行频率调制,产生伴音调频信号。

视频信号经 C_9 、 R_{11} 、 R_{12} 构成的阻容网络送到 A 点,与伴音调频信号混合成全电视信号。图像载波振荡器由 VT_2 与其周围元件组成,它产生的图像载波信号经 T_2 耦合到 VD_1 、 VD_2 、 T_2 组成的射频调制电路去,由全电视信号对其进行幅度调制,形成射频电视信号,经 C_{15} 、 L_2 、 R_{17} 输出。

第十三章 高频放大电路

在各种无线电设备(如收音机、电视接收机、移动电话和无线电遥控装置)中,需要放大的信号除低频信号外,还包含着信号频率在数百千赫到数百兆赫的高频信号,用来放大这种高频信号的电路称为高频放大电路。虽然高频放大电路的核心元件仍然是晶体管或场效应管,但在高频放大时,它的频率参数、分布参数都会对放大性能有着不可忽略的影响。高频电路的分析与计算比低频电路要复杂的多。本章将对高频放大电路的性能、技术指标以及电路分析方法等内容进行简要分析。

第一节 高频放大电路概述

高频放大器具有调谐放大的特性,它的电路结构和工作原理与前面介绍的低频放大器是基本一样的,只是放大的是高频信号。高频信号、中频信号和低频(音频)信号是以信号的频率高低划分的,并且是相对而言的。以图 13-1 所示调频收音机电路方框图为例。从天线下来的信号首先送入高频放大器中放大,与本振信号在变频器中变频,获得两个信号的差频,称为中频信号。放大中频信号的放大器称为中频放大器。经鉴频器后的信号为低频信号。

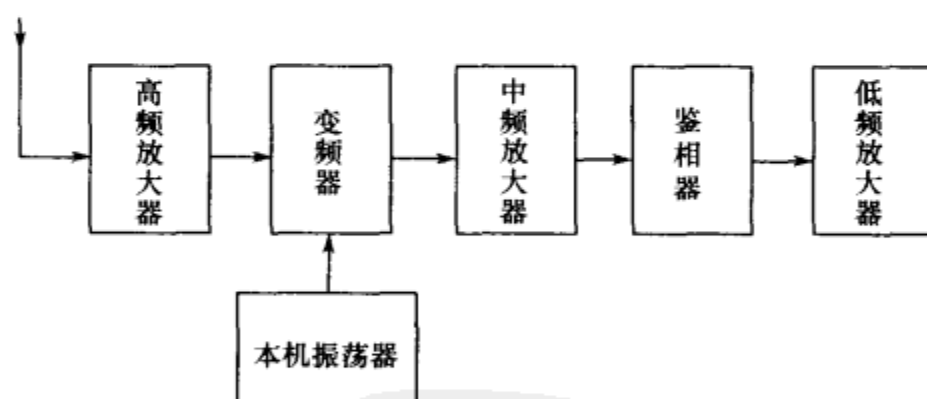


图 13-1 调频收音机电路方框图

高频放大电路应用十分广泛,例如,收音机、电视机、移动电话、电台等设备的很多电路都设高频放大电路,高频放大电路虽然和低频放大电路有相似之处,但在分析与计算时,要复杂许多。需要说明的是,本章在分析时,如无特殊说明,高频电路分析的方法同样适用于中频放大器。

一、高频放大电路的高频特性

放大电路是由晶体管或场效应管、电阻器、电感器和电容器等元器件组成的。在低频放大器中,由于信号频率很低,一般为 $20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$,上述元器件都可以近似看作是理想元器件,在高频放大器中,晶体管本身的频率参数以及各种元件的分布参数都会直接影响

电路的高频性能,下面分别说明它们在高频应用时的特点。

1. 电感线圈的高频特性

一个实际的电感线圈,除了有电感特性外,还同时具有电阻及电容的特性。在低频工作时,线圈的有效电阻可以看作与其直流电阻相等;但在高频工作时,由于导体的趋肤效应(高频电流只沿导体表面流动的特性),线圈的有效电阻增大,且随工作频率变化。线圈的分布电容虽然很小,但在高频工作时,其影响也可能很大,图 13-2 为电感线圈在高频工作时的等效电路,图中, L 为线圈的电感, R_o 为有效电阻, C_o 为线圈的分布电容。

重点提示:高频放大器所使用的电感器,主要有高频谐振回路的电感线圈、退耦线圈、扼流线圈、滤波线圈及高频变压器、中频变压器等。为了避免高频电流的损耗,可采用多股线来增加导电面积,提高电导率。圈数较少的线圈常采用较粗的镀银导线绕制,利用银的高电导率来减小高频电流的损失。同时,线圈要间绕,以减小匝间电容。

2. 电容器的高频特性

电容器在高频工作时,介质损耗增加,工作稳定性变差。另外,一切电容器都有引线和接头,这些部分都有电阻,当频率较高造成趋肤效应显著时,这些电阻值可能变得较大;电容器还有固有电感,这个电感是由流过电容器的电流所生的磁通而引起的。图 13-3 为电容器在高频工作时的等效电路,图中, C 为电容, R_o' 为介质损耗电阻, R_o 为引线电阻, L_o 为固有电感。

重点提示:电容器在高频放大器中主要充当耦合、旁路、滤波和谐振元件。电容器种类繁多,在高频放大器中一定要选用漏电小、损耗低和稳定性好的优质电容器。而耦合和谐振电容要求更高一些,一般要选用云母电容器和高频瓷介电容器。在工作频率不很高时,电源退耦和旁路电容有时可以采用聚苯乙烯或涤纶等有机薄膜电容器。但是,当频率很高时,由于上述电容器是用卷绕工艺制成的,犹如一个电感线圈,它的附加电感将对电路产生影响。在一些要求容量精确的电路中,还要注意选择误差小的电容器。还有,电容器具有一定的温度系数,一般应选用温度系数小的。在稳定性要求很高时,还要采用负温度系数的电容器和正温度系数的电容器搭配使用,互为补偿。

3. 电阻器的高频特性

电阻器在高频工作时的等效电路如图 13-4 所示,当有电流通过电阻时,在它的四周产生磁场,可等效为电感 L_o ;同时,当有电压加在电阻两端时,必将因存在电位差而引起电场,可用电容 C_o 等效。

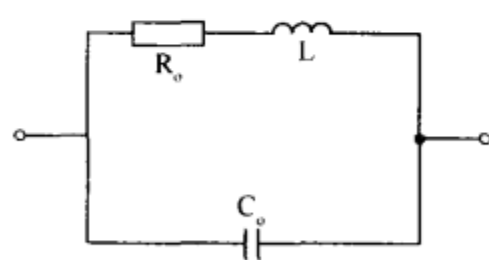


图 13-2 电感线圈的高频等效电路

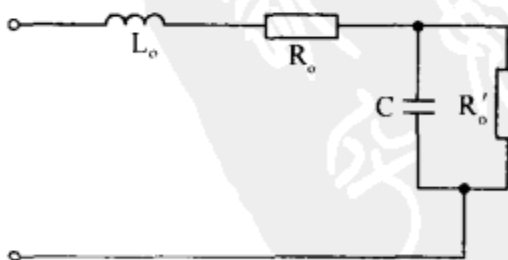


图 13-3 电容器的高频等效电路

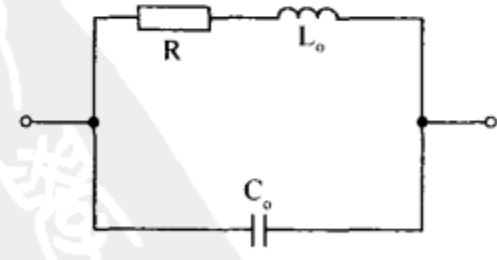


图 13-4 电阻器的高频等效电路

重点提示:电阻器在高频运用时,由于高频损耗的影响,阻值将比标称值有所增加。因此,高频电路中的电阻器对稳定性和阻值的误差级别要求较高。高频电路中的电阻器

在功率允许的条件下,体积宜小不宜大,引线宜短不宜长,以减小分布参数的影响,提高稳定性。

在多级高频放大器中,还要注意选用噪声小的电阻器,特别是前级放大器,最好选用噪声小、稳定性高的金属膜电阻器。线绕电阻器在高频电路中不适用,因为它本身的电抗作用对电路有不良影响。在频率极高的电路中,必要时要选用特制的无感电阻器。功率放大器中的电阻器,额定功率要大于电路的消耗功率;在功率允许的情况下,以选择体积小的为好。

4. 晶体管的高频特性

晶体管在高频线性应用时,它的内部参数将随工作频率而变化,图 13-5 为晶体管内部状况示意图。

由图可以看出,除构成晶体管的各极间存在体电阻外,在晶体管内部还存在着容抗随频率变化而变化的电容。

图中, $r_{bb'}$ 为从基极引线到有效基区间的等效电阻,叫基区体电阻。高频晶体管 $r_{bb'}$ 一般小于 150Ω 。

$r_{b'e}$ 为发射结的结电阻折合到基极回路的电阻;由于发射结正向偏置, $r_{b'e}$ 仅为几百欧。

$r_{b'c}$ 为集电结结电阻,因为集电结处于反偏,因此 $r_{b'c}$ 很大,一般为 $100k\Omega\sim 10M\Omega$ 。

r_{ce} 为集-射极间的电阻,它的数值较大,一般为数十千欧。

$C_{b'e}$ 为发射结电容,高频管 $C_{b'e}$ 通常为 $100pF\sim 500pF$ 。

$C_{b'c}$ 为集电结电容,它的数值很小,一般为 $2pF\sim 10pF$ 。 $C_{b'c}$ 值与集电结反向电压密切相关,反向电压越小, $C_{b'c}$ 值越大。

C_{ce} 为集-射极间的电容,一般为 $2pF\sim 10pF$ 。

根据晶体管的内部状况,画出晶体管高频微变等效电路,如图 13-6(a)所示。等效电路中的受控电流源由 βi_b 改为 $g_m u_{b'e}$,这是因为考虑了结电容的影响后, i_b 不仅仅包含流过 $r_{b'e}$ 的电流,还应包括流过结电容的电流,因此受控电流已不再与 i_b 成正比。根据理论分析,受控电流与基-射极之间的电压成正比,故用跨导 g_m 来表示它们的控制关系。在实际计算时,允许将 $r_{b'c}$ 、 r_{ce} 、 C_{ce} 忽略,得到图 13-6(b)所示的简化电路图。

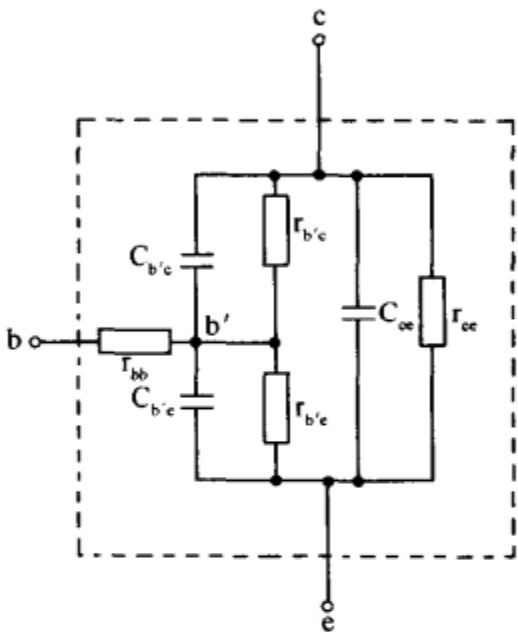


图 13-5 晶体管内部状况示意图

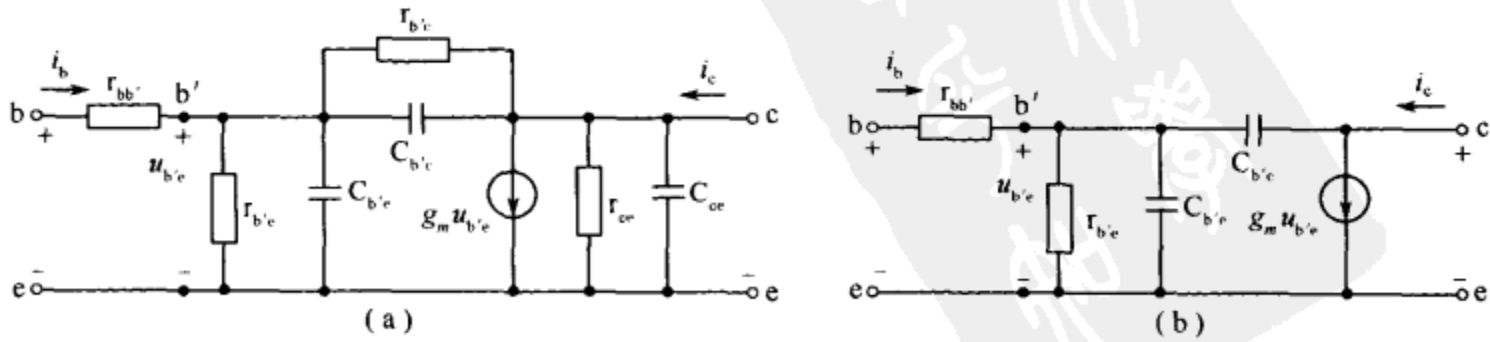


图 13-6 晶体管高频微变等效电路
(a)微变等效电路；(b)等效简化电路。

上述晶体管内部的电阻、电容在低频放大器中影响甚微,但高频运用时就不能忽略了,下面简要进行分析。

① $r_{bb'}$ 的影响:当晶体管输入高频信号时, i_b 通过 $r_{bb'}$ 会在其两端产生电压降,在共基极电路中, $r_{bb'}$ 还会引起高频负反馈。

② $C_{b'e}$ 的影响: $C_{b'e}$ 接在输入端,将分流输入信号。通俗地理解,就是 $C_{b'e}$ 对信号起部分旁路作用。显然,频率越高, $C_{b'e}$ 的容抗越小,晶体管输入的有效基极控制电压 $u_{b'e}$ 就越小,从而降低高频增益。

③ $C_{b'c}$ 影响:集电结电容 $C_{b'c}$ 跨接在输出端和输入端之间。尽管数值很小,但在频率很高时, $C_{b'c}$ 也会呈现很小的容抗,将输出信号的一部分反馈到输入端。当负载是电阻性时,形成负反馈,放大器增益下降;负载是电感性时,则形成正反馈,造成自激,破坏放大器稳定工作。

重点提示:选用高频晶体管, f_T 参数很重要,一般 f_T 高, $r_{bb'}$ 和 $C_{b'e}$ 也小。 f_T 应大于最高工作频率的2倍~3倍。在高频多级放大器中,第一级晶体管的噪声系数应尽量小。在加有自动增益控制的放大器中,应注意晶体管的AGC特性。正向自动增益控制电路应选用特制的具有正向AGC特性的晶体管。高频晶体管做功率放大时,还要注意选择饱和压降小的晶体管,集电极最大允许耗散功率、反向击穿电压等都要留有余地。

5. 导体分布参数的高频特性

任何两个导体之间都存在着电容。电路中导线之间、导线与地之间、元件之间、线圈或变压器的层间和匝间等,都存在着电容,这些不定形的电容称为分布电容。此外,任何一根导线不论长短如何,都具有一定电感。元器件的引线、连接电路的导线以至印制电路都存在着引线电感,这些潜在的电感称为分布电感。

分布电容和分布电感统称为杂散参数或分布参数。低频时可以忽略分布参数的影响,而在高频时,电路的分布参数和晶体管的电抗效应共同作用,在放大器的输入端和输出端形成输入电容和输出电容;工作频率越高,容抗越小,对信号的旁路作用越大,使高频增益下降越多。分布电容、分布电感存在于放大器输入端和输出端的示意图如图13-7所示。 C_i 表示输入端分布电容, C_o 表示输出端分布电容,它们通常有十几皮法到几十皮法。对输入端来讲, C_i 旁路了部分输入信号,使输入给基极的信号电流减小;对输出端来讲,高频时 C_o 容抗减小,其容抗与负载电阻并联,使交流负载减小,它们同时使放大器的高频增益下降。

另外,高频输出信号将在分布电感 L_o 上产生压降,使实际输出电压减小。

由上可知,在高频电路中,晶体管、电感、电容、电阻以及导线等都与工作频率有关。放大器增益大小与频率的关系称为“幅-频特性”。一般地说,高频放大器要放大的信号不是正弦波。根据理论分析,非正弦信号具有复杂的频谱特性;任何非正弦信号(包括脉冲信号),都可以看成是由许多不同频率、不同振幅、不同相位的正弦波信号叠加而成的。放大这种信号,可以看成放大一个正弦频谱,如果放大器对不同频率的分量进行不等量的放大,必然要引起输出波形失真(频率失真),因此,放大器的幅-频特性在高频时具有重大的

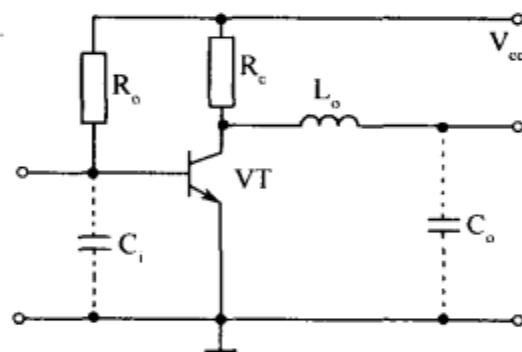


图 13-7 放大电路的分布电容和分布电感

意义。为了减小输出波形失真,要求高频放大器的通频带足够宽。

此外,在高频放大器中还必须考虑不同频率的信号分量放大的“步调”不一致,引起输出波形畸变,产生“相位失真”的问题。这种输出与输入信号的相位偏移与频率的关系,称为“相—频特性”。

总之,高频放大器的信号频率很高,由于电路的分布参数和晶体管高频特性的影响,不仅增益会降低,而且出现频率失真和相位失真。

重点提示:高频放大器中,要注意元件和线路分布电容、分布电感的影响。如杂散电容与谐振回路串联或并联,将影响谐振频率的准确调谐;杂散电感串联在电源电路中,将造成反馈振荡。放大器的输出、输入引线无意地搭接时,两线间的分布电容很可能造成正反馈,使放大器不能稳定工作。所以,高频电路在元件安排和布线上要尽量合理。所有元器件的引线越短越好;在甚高频、超高频电路中,电容器、电阻器和晶体管的引线最好齐根焊接,所有变压器的屏蔽外壳要妥善接“地”。在多级放大器中,各级元器件最好实行一点接“地”,以避免不必要的耦合。

二、高频放大电路基本术语

高频放大电路的术语较多,下面简要介绍几个基本术语,这些术语中,有些在前面相关章节已有说明,但为了读者方便阅读,在这里一同列出。

1. 分贝和分贝毫瓦

(1) 分贝(dB)

分贝是增益的一种电量单位,常用来表示放大器的放大能力、衰减量等,表示的是一个相对量,分贝对功率、电压、电流的定义如下:

$$\text{分贝} = 10 \lg \frac{\text{输出功率}}{\text{输入功率}} (\text{dB})$$

$$\text{分贝} = 20 \lg \frac{\text{输出电压}}{\text{输入电压}} (\text{dB})$$

$$\text{分贝} = 20 \lg \frac{\text{输出电流}}{\text{输入电流}} (\text{dB})$$

例如,A功率比B功率大1倍,那么, $10 \lg A/B = 10 \lg 2 = 3 \text{dB}$,也就是说,A功率比B功率大3dB。

(2) 分贝毫瓦(dBm)

分贝毫瓦是一个表示功率绝对值的单位,计算公式为

$$\text{分贝毫瓦} = 10 \lg \frac{\text{输出功率}}{1 \text{mW}} (\text{dBm})$$

例如,如果发射功率为1mW,则按dBm进行折算后应为 $10 \lg 1 \text{mW}/1 \text{mW} = 0 \text{dBm}$ 。如果发射功率为40mW,则 $10 \lg 40 \text{W}/1 \text{mW} = 46 \text{dBm}$ 。

2. 增益

增益是表示放大电路对信号的放大能力,通常有电压增益和功率增益两种,分别表示如下:

$$\text{电压增益} \quad A_u = \frac{u_o}{u_i}$$

$$\text{功率增益} \quad A_P = \frac{P_o}{P_i}$$

增益一般用分贝表示。

放大器应具有足够大的增益,广播收音机要求解调前具有 80dB~120dB 的增益,其中高频放大器的增益占 10dB~20dB,一级中频放大器增益约为 35dB,两级中频放大器的增益达 60dB 左右。

3. 通频带

为了保证频带信号无失真地通过放大器,要求其幅-频特性应具有与信号带宽相适应的平坦宽度,放大器电压幅-频特性由最大值下降到最大值的 $1/\sqrt{2}$ 时所对应的频带宽度称为放大器的通频带,通常用 BW 或 $2\Delta f_{0.7}$ 表示,即 3dB 带宽,如图 13-8 所示。

4. 选择性、矩形系数和抑制比

(1) 选择性

放大器从不同频率信号中选出有用信号抑制干扰信号的能力,称为放大器的选择性,我们希望放大器的频响曲线为矩形曲线,它表示放大器通频带内各种频率有相同的放大量,而通频带外其他频率的信号增益都为零,但实际上,放大器的信号增益不可能有如此的选择性,放大器的一般频响曲线如图 13-9 所示。图中所示的实际曲线与矩形有较大的差异。

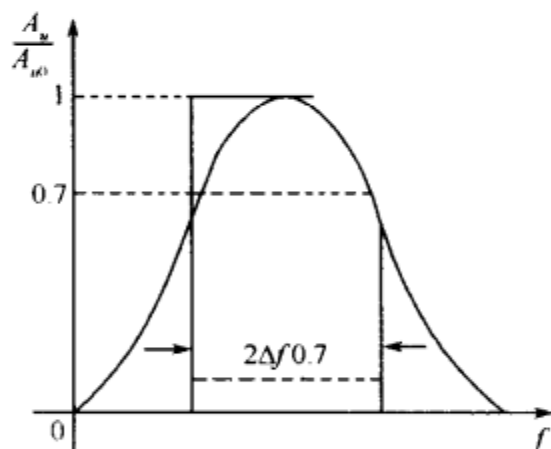


图 13-8 通频带示意图

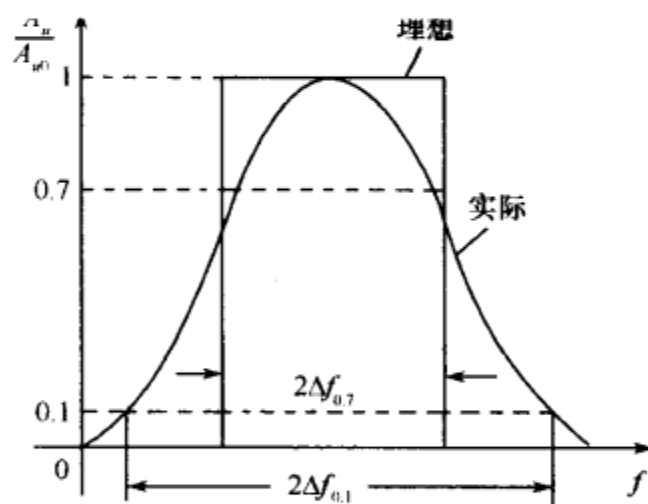


图 13-9 理想与实际频响曲线

(2) 矩形系数

放大器选择性好坏是以矩形曲线为标准,为了衡量实际曲线形状接近矩形的程度,引入了矩形系数,即

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}$$

式中: $2\Delta f_{0.1}$ 表示相对电压增益下降至 0.1 处的带宽; $2\Delta f_{0.7}$ 表示相对电压增益下降至 0.7 处的带宽。矩形系数越接近 1,说明实际曲线越接近理想曲线,则选择性越好。

(3) 抑制比

针对不同的干扰信号,放大器的选择性有不同的表示方法,有些放大器也常用抑制比表示选择性,用来说明对带外某一特定干扰频率信号的抑制能力的大小,用公式表示为

$$\text{抑制比} = 20\lg \frac{\text{中心频率的增益}}{\text{某一特定干扰频率的增益}}$$

抑制比表示了放大器对干扰频率的衰减量,抑制比越大,选择性越好,抑制比通常也用分贝表示。

5. 信噪比和噪声系数

(1) 信噪比

高频放大器通常对微弱信号具有很高的放大能力,但是,它不仅放大了有用信号,同时也把信号源夹带的噪声及晶体管内部噪声放大了,当噪声功率过大时,可能把有用信号淹没。为了表示噪声对放大器放大性能的影响,引入了信噪比,表公式表示为

$$\text{信噪比} = \frac{\text{信号功率}}{\text{噪声功率}}$$

显然,信噪比越高越好。

(2) 噪声系数

由于放大器本身有噪声,输出端的信噪比和输入端的信噪比是不同的,为此,常用噪声系数 N_F 来衡量放大器的噪声水平,用公式表示为

$$N_F = \frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}}$$

噪声系数随频率、信号源内阻、偏置电压和电流的变化而变化。高频放大器应选用特征频率 f_T 高、电流放大系数高、低噪声的管子。

6. 品质因素(Q 值)

品质因素 Q 用来表示谐振回路谐振质量, Q 值越大,谐振越好,反之,则差。用公式表示为

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR}$$

式中: ω 为角频率, $\omega = 2\pi f$; R 为 LC 选频电路能量总消耗的等效电阻。 R 值越小, Q 值越高,谐振曲线越尖锐,选频能力就越强, Q 与谐振曲线的关系如图 13-10 所示。

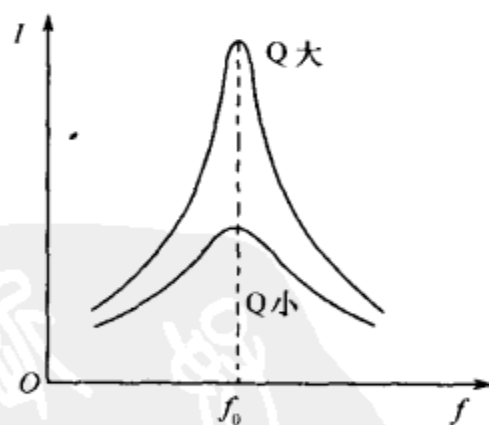


图 13-10 Q 与谐振曲线的关系

三、高频放大电路连接形式

1. 基本形式

和低频放大电路一样,高频放大电路也有共发射极、共基极和共集电极三种基本连接方式,如图 13-11 所示。

在分析高频电路时,需要考虑晶体管内部电容与外电路分布参数等的影响,可以认为放大器的输入端和输出端都存在着一个等效电容 C_i 和 C_o 。三种形式的特点和低频放大器相同,不再赘述。

2. 共集—共射连接形式

图 13-12(a) 为共集—共射基本电路形式。共集电极放大电路也称射极跟随器,输入

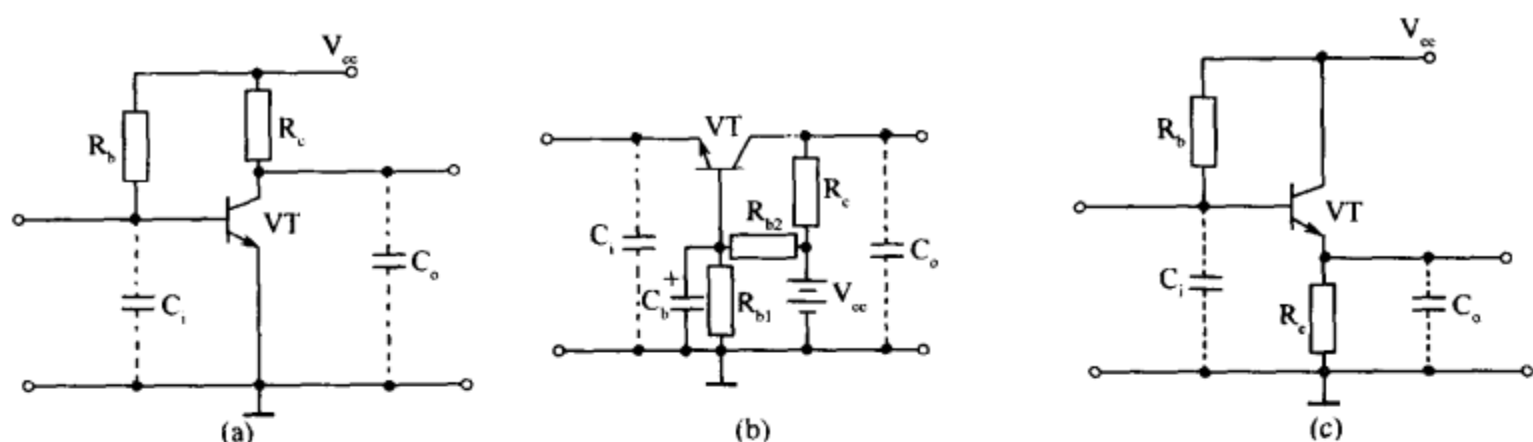


图 13-11 高频放大电路的基本形式

(a)共发射极电路；(b)共基极电路；(c)共集电极电路。

阻抗很高,因此对前级影响很小,但共集电路没有电压放大作用,因此,需要在它后面接入一级共射电路,利用共射电路电压增益高的特点,即可满足增益要求。

此外,虽然单独的共集电路有较好的频率响应,但共集—共射组合电路的通频带却取决于共射电路的通频带。若在多级放大器中各级均采用共射电路,由于分布电容的影响,总的通频带总是比每一级的通频带要窄,而采用共集—共射组合电路后,共集电路起隔离作用,能够保持原有单级共射电路通频带的宽度。所以,共集—共射电路比共射—共射电路的通频带要宽得多。共集—共射组合方式的缺点是在增益较高、通频带较宽时,容易产生寄生振荡。

共集—共射电路有时也接成共射—共集形式,如图 13-12(b)所示。这种电路不但可提高电路的上限频率,而且带负载能力较强。因此,共射—共集电路常用来做输出级,以减小输出电路中电阻负载和电容负载对整个放大器的影响。

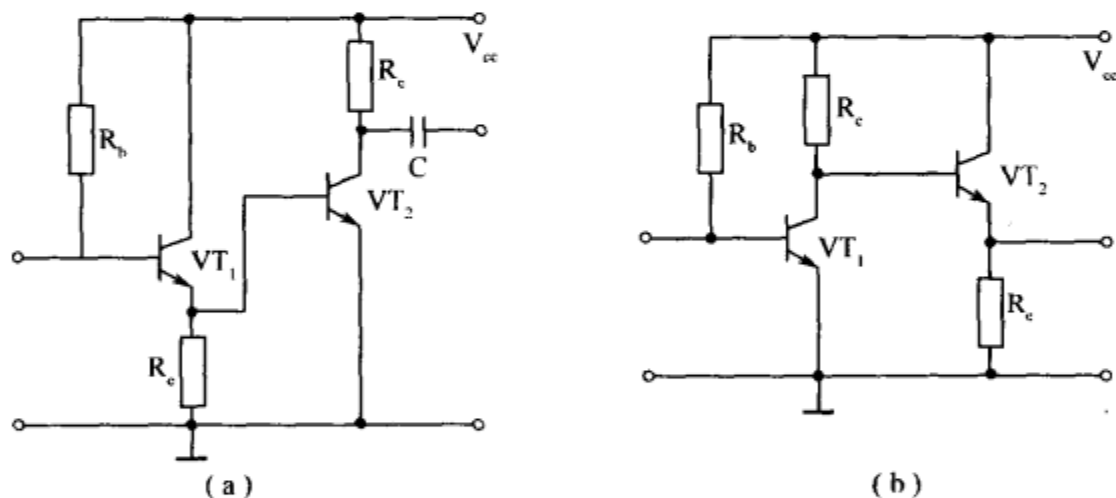


图 13-12 共集—共射和共射—共集基本电路形式

(a)共集—共射组合方式；(b)共射—共集电路。

3. 共射—共基连接形式

图 13-13 是共射—共基基本电路形式,在共射—共基电路中,共基电路本身具有较宽的通频带,且输入阻抗很小。它的输入阻抗是共射电路的集电极负载,减小了共射电路中输出电容对放大器通频带的影响,扩展了的频带宽度。同时,共基电路比共射电路的频带宽,因此总的通频带要比共射—共射电路宽得多。这种电路形式的增益由共射、共基电路共同决定。此外,这种连接形式还具有不易产生寄生振荡的优点,稳定性优于共集—共射电路,噪

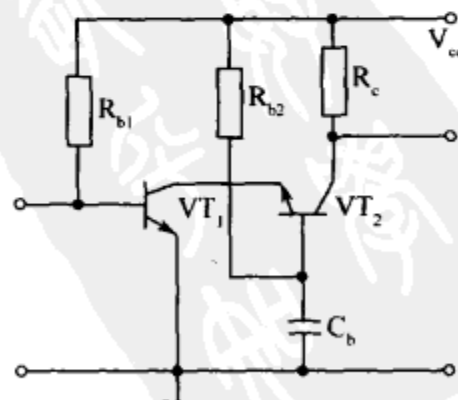


图 13-13 共射—共基基本电路形式

声也小;缺点是输出端不能带较重的负载,特别是电容负载,否则通频带会变窄。

四、高频放大电路的耦合方式

高频放大电路的耦合方式主要有电容耦合、电感耦合、阻容耦合和变压器耦合四种。通常应根据电路对增益、通频带、选择性及阻抗匹配的不同要求,选取不同的耦合方式。

一般非调谐放大器应用最多的是阻容耦合方式,调谐式放大器则主要采用变压器耦合、电感耦合或电容耦合方式。

图 13-14 所示的变压器耦合方式,主要用于前级输出回路是调谐回路,后级输入回路是电感线圈的场合。采用变压器耦合有利于级间匹配。

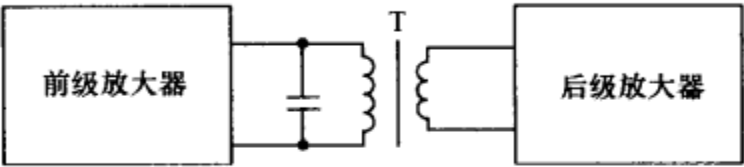


图 13-14 变压器耦合方式

输入、输出回路均是调谐回路的双调谐放大器,一般采用电容耦合或电感耦合方式。调整电容、电感,可以取得不同的耦合度。图 13-15 为电容和电感耦合示意图。

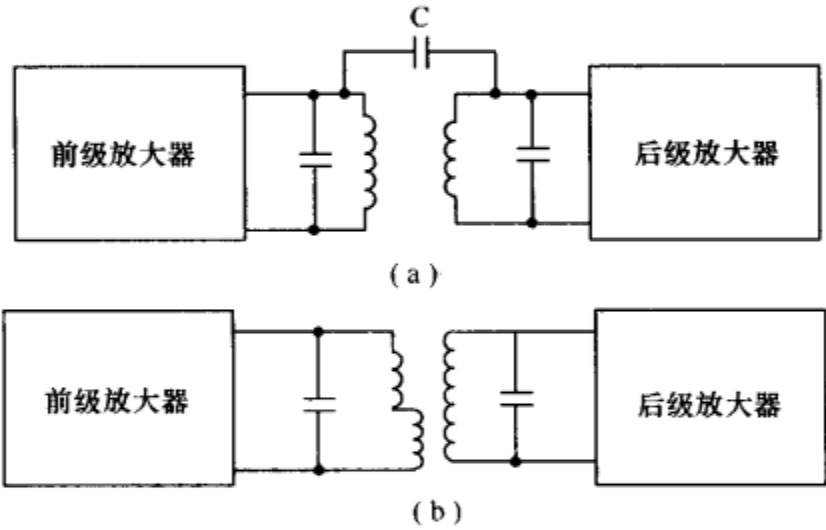


图 13-15 电容和电感耦合方式

(a)电容耦合;(b)电感耦合。

五、高频放大电路的负载

高频放大电路的负载主要有电阻、电感和 LC 谐振回路三类,如图 13-16 所示。

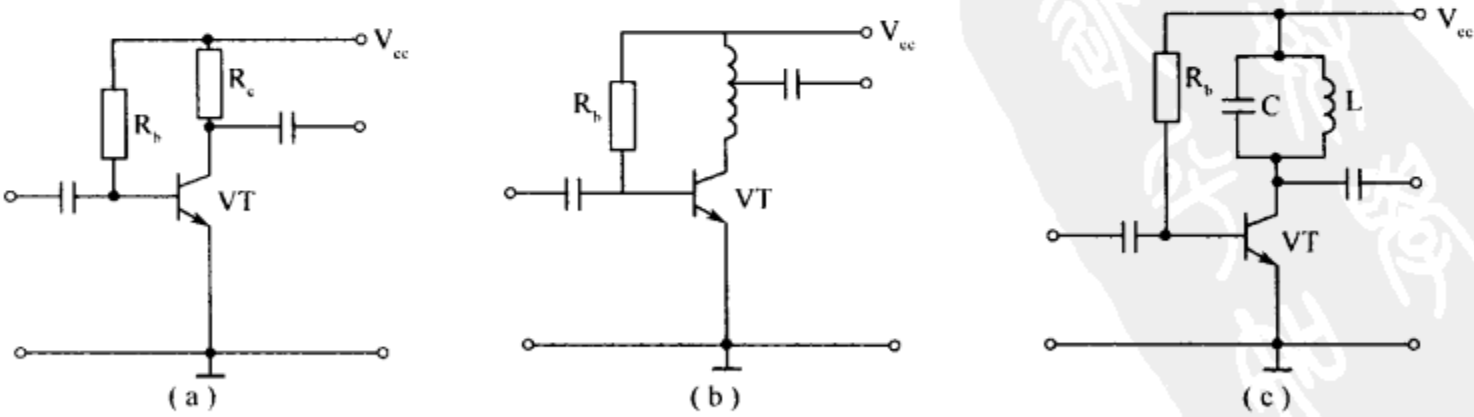


图 13-16 高频放大电路的负载

(a)电阻负载;(b)电感负载;(c)LC 谐振负载。

高频放大电路根据负载方式,可分为调谐式放大电路和非调谐式放大电路两大类。负载是 LC 谐振回路的叫调谐放大电路,负载是电阻或电感的叫非调谐放大电路。

非调谐放大电路主要用于要求通频带较宽的放大电路。调谐放大电路的负载是谐振回路,它对谐振频率具有良好的选择性,而对非谐振频率具有衰减作用,属于窄频带放大电路。

第二节 非调谐高频放大电路

高频放大电路有非调谐和调谐放大电路的区分。前面几章介绍的晶体管放大电路、场效应管放大电路、差动放大电路以及运算放大电路等,都是非调谐放大电路,其负载大多是电阻或电感。收音机、录音机、扩音机、电视机中的音频放大电路就是非调谐放大电路。

非调谐放大器不但能放大低频信号,也可以放大高频信号,且放大频谱很宽,频带从十几赫到几兆赫、十几兆赫,甚至到几十兆赫, $f_H/f_L > 1000$ 。如电视机中的视频放大电路,被放大的信号频率从直流到 6MHz, f_H/f_L 的比值很大。因此,非调谐放大电路也称为宽带放大电路。由于非调谐低频放大电路在前面相关章节已有详细介绍,这里不再重复,下面主要介绍非调谐高频放大电路的分析方法。

一、非调谐高频放大电路的简化

图 13-17(a)是一个阻容耦合的共发射极非调谐放大电路,图(b)为其交流等效电路。

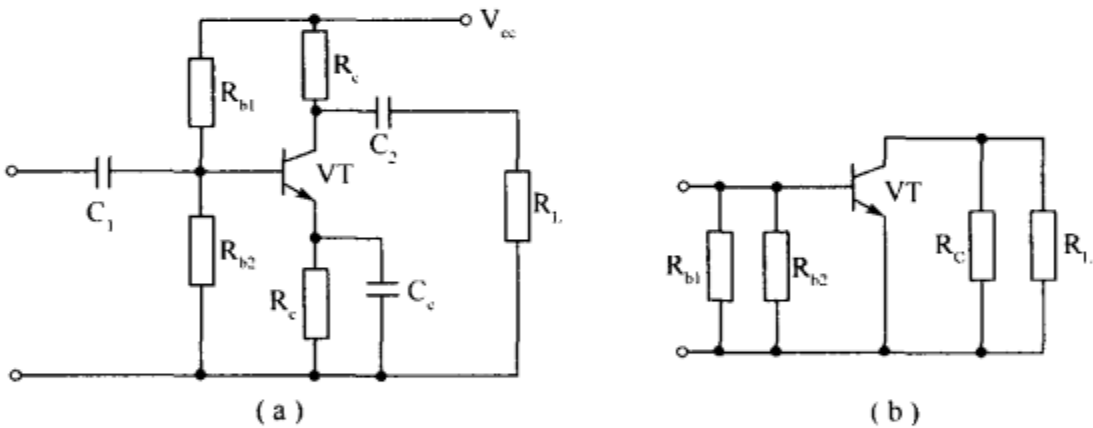


图 13-17 共发射极非调谐放大电路

(a)共发射极放大电路;(b)交流等效电路。

输入低频时,晶体管的结电容及电路分布电容对低频信号容抗很大,在低频放大时可视为开路;而高频放大时,就必须考虑结电容、分布电容、基区电阻的影响。为便于分析,图 13-18 给出了高频微变等效电路,图中, $R_b = R_{b1} // R_{b2}$, $R'_L = R_L // R_C$ 。

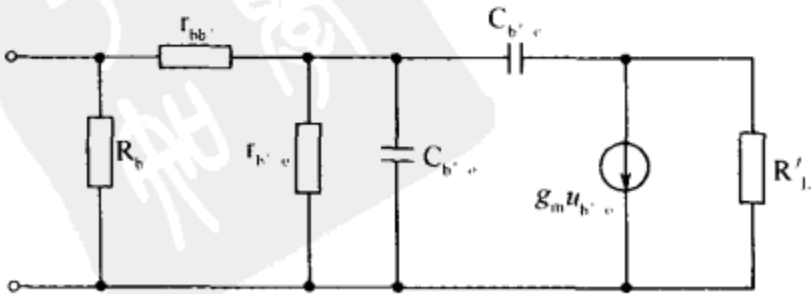


图 13-18 高频微变等效电路

$C_{b'c}$ 是集电极电容,跨接在晶体管的输入端和输出端之间。它的存在使放大器分析和计算比较复杂。为了简化起见,通常把 $C_{b'c}$ 的作用分别等效到输入回路和输出回路。这样一来,放大器就成为只有从输入回路到输出回路进行信号传输的单向放大器,如图 13-19 所示。图中, C_{m1} 为 $C_{b'c}$ 等效到输入回路的电容, C_{m2} 为 $C_{b'c}$ 等效到输出回路的电容。

根据理论推算, $C_{b'c}$ 等效到输出端的等效电容 C_{m2} 一般很小,分身到输入端的等效电容 C_{m1} 却大得多,可由 $C_{m1} = C_{b'c}(1 + g_m R_L')$ 近似估算,此时,输入回路中的电容 $C_i = C_{b'c} // C_{m1}$,若忽略输出端的电容,则微变等效电路可简化为图 13-20 所示。

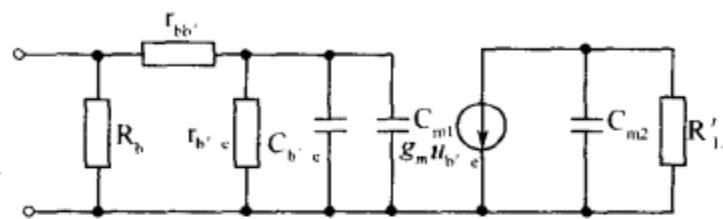


图 13-19 等效电路的变换

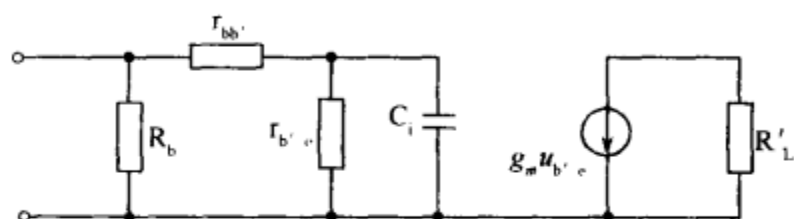


图 13-20 微变等效电路的简化

二、非调谐高频放大电路的估算

1. 上限工作频率

从图 13-20 可以看出,当输入高频信号时,输入回路电容 C_i 将分流输入信号,使晶体管净输入电压降低;如果考虑输出回路的电容,将使输出电压降低。因此,输入回路和输出回路的电容都影响着放大器的上限工作频率。根据理论推导,高频放大电路的上限工作频率由下式决定,即

$$f_H = \frac{1}{2\pi(r_{bb'} // r_{b'e})C_i}$$

为了改善高频响应,就要提高上限截止频率 f_H ,就需要减小时间常数 $(r_{bb'} // r_{b'e})C_i$,即选择 $r_{bb'}$ 小的晶体管。

2. 电压增益

我们知道,对于低频阻容耦合放大器,其电压增益为

$$A_u = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}}$$

高频放大器的电压增益计算要复杂得多。需要考虑输入电容的影响,经过推算,可以得出高频放大器的增益为

$$A = -\frac{A_{\mu m}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}}$$

式中: $A_{\mu m}$ 为放大器的中频增益,一般可以用低频增益公式估算; f 为放大器的工作频率; f_H 为上限截止频率。

可以看出, f 越高、 A 越小; f 越接近于 f_H , A 越接近于中频增益的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。显然,增益和通频带是相互制约的。理论分析表明,增益和上限频率的乘积是一个常数,它是衡量放大器质量的一个重要指标,称为增益带宽。 Af_H 越大越好。

3. 输入阻抗和输出阻抗

高频放大器中,输入电阻、输入电容与输出电阻、输出电容分别构成放大器的输入阻

抗和输出阻抗。输入、输出阻抗随频率变化而变化:频率升高,阻抗减小,这和低频放大器中只考虑输入电阻和输出电阻是不同的。

为了便于理解,仍用图 13-20 所示的等效电路进行分析,从图中可以看出,放大器输入阻抗实际上是由 $r_{b'e}$ 和 C_i 并联后再和 $r_{bb'}$ 串联所得的阻抗值。仅在频率很低时,一方面由于 C_i 容抗很大,可以略去,输入阻抗才近似地为纯电阻;另一方面,由于高频放大的输出回路电容很小,故容抗很大,可以认为放大器的输出阻抗可近似等于 R_c 。

三、非调谐放大电路频带展宽措施

为了展宽非调谐放大电路的频带,除了选择高频特性好的晶体管和减小负载电阻外,一般还可以采用如下方法。

1. 负反馈补偿

(1) 发射极电阻负反馈补偿

对于共发射极放大器,若在晶体管的发射极串联一个电阻 R_e ,就成为一个交直流串联电流负反馈放大器,如图 13-21 所示。

引入负反馈电阻 R_e 后,电压增益将降低,但可以换来展宽频带的好处, R_e 越大,负反馈越深,电路通频带越宽,便电压增益降低的也越多。

(2) 发射极电容高频补偿

在发射极电阻 R_{e2} 两端并上一个电容 C_e ,如图 13-22 所示, C_e 一般选用 $1000\text{pF} \sim 2200\text{pF}$, R_{e2} 选用几十欧。在高频时,例如对 $f=2\text{MHz}$ 的信号,设 $C_e=2200\text{pF}$,则 C_e 呈现的容抗 $X_C = \frac{1}{2\pi f C_e} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 2 \times 10^6 \times 2200 \times 10^{-12}} \approx 36\Omega$,对于频率比 2MHz 更高的信号,其容抗将更小。因此电容 C_e 的作用是在高频端减小负反馈,相对提高了高频端的增益。对于低频段,例如,信号频率低于 1MHz 时,则 C_e 的容抗要比 R_{e2} 大得多,所以低频段负反馈较强,增益下降较多。因此,用 R_{e2} 、 C_e 引入负反馈,牺牲了低频增益,而使高频端增益降低很少,对高频信号起着相对提升的作用。

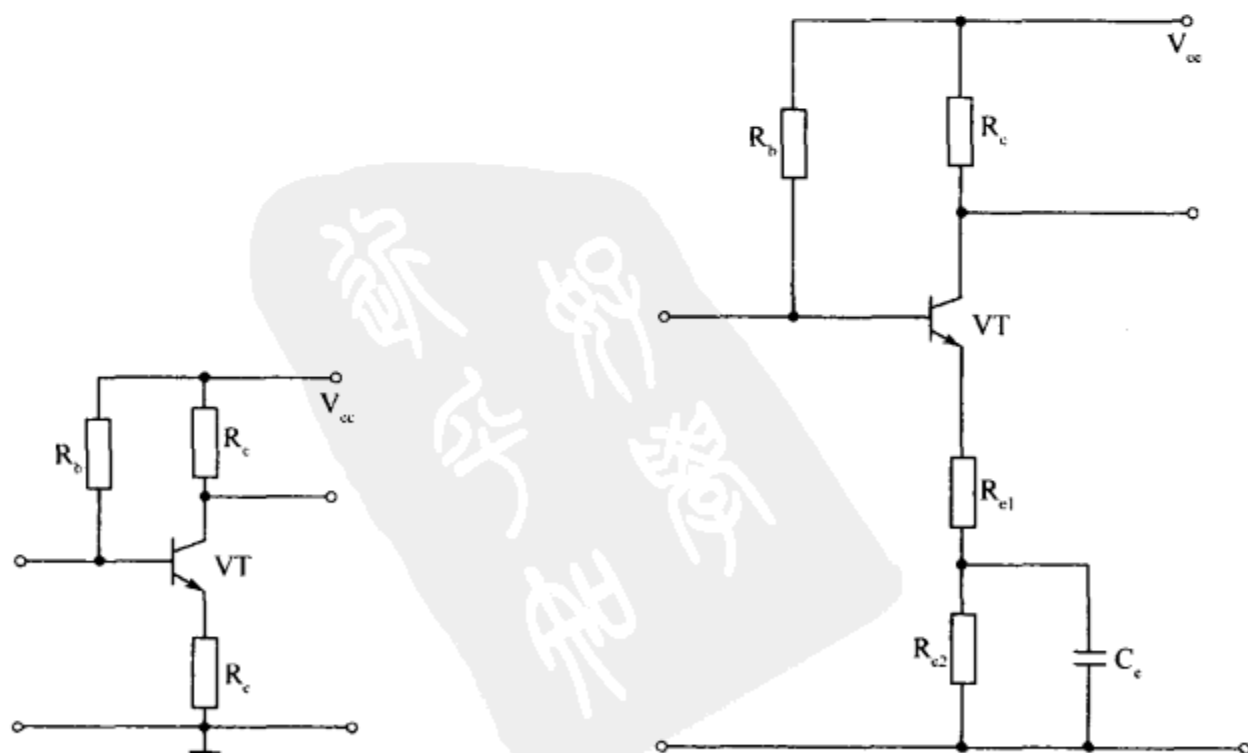


图 13-21 发射极串联电阻

图 13-22 发射极高频补偿电容

2. 高频电感补偿

(1) 电感并联补偿电路

在晶体管的集电极电路中串联一个补偿电感 L_1 , 如图 13-23 所示, 则 L_1 和负载电阻并联, 于是就构成了并联补偿电路。电容 C_2 的容量较大, 在交流情况下可以看作短路, 于是电感 L_1 与晶体管极间电容 C_1 、分布电容 C_3 相并联。 C_1 、 C_3 、 L_1 和 R_c 组成了一个低 Q 值的并联谐振回路。并联谐振时, 电路呈现的阻抗最大, 输出电压得到提升。若谐振回路谐振在需要补偿的高频上, 则可使放大器的频带展宽。为了在被补偿的频率处不致形成突起的响应, 还可以在补偿线圈两端并联电阻。

(2) 电感串联补偿电路

在晶体管集电极和负载之间串联一个补偿电感 L_2 , 称为电感串联补偿电路, 如图 13-24 所示。电容 C_2 容量较大, 在交流情况下可视为短路, 电感 L_2 把晶体管极间电容 C_1 与分布电容 C_3 组成了一个低 Q 值的串联谐振回路, 电阻 R 是阻尼电阻, 用来调节串联谐振回路的 Q 值。当串联谐振时, 电容 C_3 上的电压高于谐振回路两端的电压, 这是串联谐振电路的特点。把 C_3 上的电压送至负载, 就起了提升高频端增益的作用。

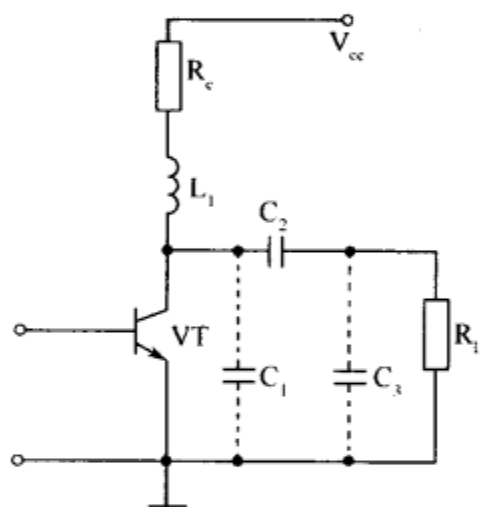


图 13-23 并联电感补偿电路

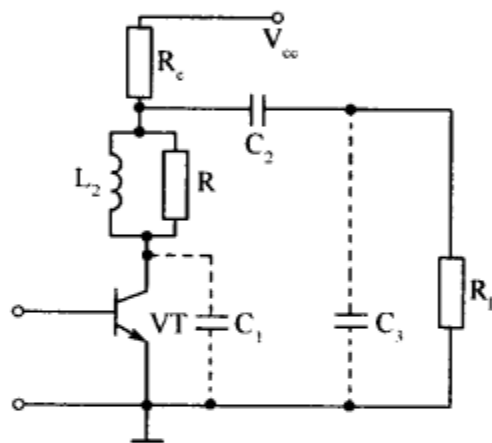


图 13-24 电压串联补偿电路

3. 低频补偿

具有低频补偿的电路如图 13-25 所示。电路中 R 和 C 具有补偿晶体管输出级低频段增益的功能。对于高、中频成分来说, 电容 C 的容抗很小, 它将电阻 R 短路接地, 集电极负载为 R_c , 增益较小; 对于低频成分来说, 电容 C 的容抗很大, 集电极负载电阻近似为 $(R_c + R)$, 负载阻抗增加了, 使视放输出级的低频增益得到了提高。 R 在电路中的作用很重要, 它还能防止直流电源 V_{cc} 对 C 短路。 R 太大, 要降低晶体管集电极电压, 影响直流工作状态; R 太小, 则使低频阻抗减小, 影响补偿效果。一般取 R 为 R_c 的 3 倍左右。

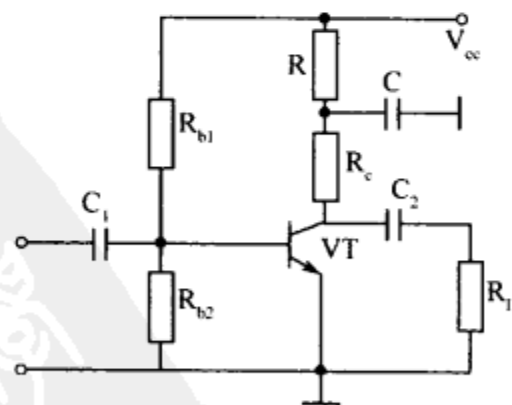


图 13-25 低频补偿电路

四、非调谐放大电路的应用

下面以电视机的视频放大器为例, 介绍非调谐放大电路的应用。

视频放大器是电视机的重要组成部分。它担负着把 1V 左右(峰-峰值)的视频信号

放大到 $50\text{V}\sim 80\text{V}$, 以满足显像管对阴极调制电压的要求。为保证图像质量, 视频放大器要求有 $0\text{MHz}\sim 6\text{MHz}$ 的通频带。图 13-26 是黑白某电视机视频放大器电路图。

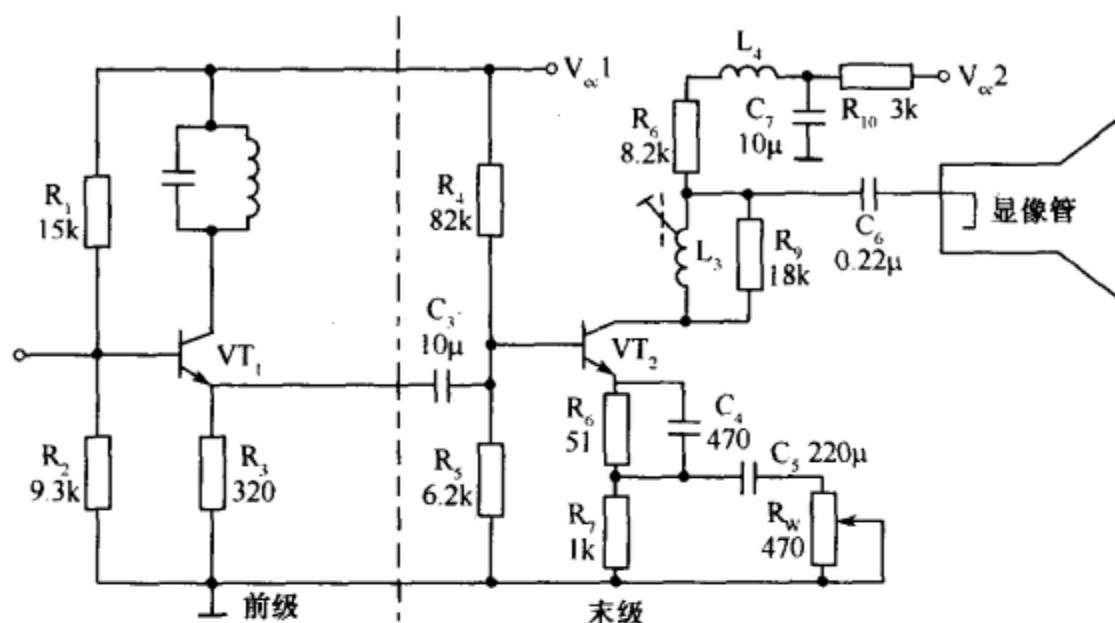


图 13-26 黑白电视机视频放大器

视频放大器由视放前级和视放末级组成。由 VT_1 及相关元件组成射极输出器, 射极输出器具有低的输出阻抗, 对末级放大器来说是低内阻的信号源, 因此, 射极输出器做视放前级对末级视放增益的提高和通频带的展宽都十分有利。但射极输出器电压增益小于 1, 而视放末级要有 $50\text{V}\sim 80\text{V}$ 的输出电压。这就要求视放末级有 50 倍~80 倍的增益, 因此, 视放末级的直流供给电压般要在 $80\text{V}\sim 100\text{V}$, 并采用共发射极连接方式, 为了工作稳定, 其偏置电压由稳压电源供给。为了获得足够宽的通频带, 采取了电容、电感混合补偿措施。 VT_2 的集电极回路串联了电感线圈 L_3 和 L_4 , L_4 和电路的分布电容形成一个谐振回路, L_3 和晶体管极间电容、分布电容形成又一个谐振回路, 在高频端有两个谐振点, 使高频得到补偿。 R_9 是起补偿作用的电阻, 调整可以得到合适的补偿。 VT_2 发射极电容 C_4 是高频补偿电容。

视频放大电路采用了交流耦合方式, 耦合电容 C_3 、 C_6 和旁路电容 C_5 都将影响放大器的低频特性。为此, 电路采用了低频补偿措施, R_8 、 R_{10} 、 C_7 为补偿元件, 当频率较高时 C_7 阻抗很小, 它通过电源把 R_{10} 短路; 当频率很低时, C_7 阻抗增大, VT_2 的负载电阻 ($R_8 + R_{10}$) 增大, 低频增益提升。 C_6 一般取值 $0.22\mu\text{F}$, 因为显像管的输入阻抗很高, 对低频特性不会影响很大。另外, 电路中的 R_7 、 C_5 和电位器 R_W 组成手动增益调整电路, 改变 R_W 的大小, 可以控制 VT_2 的增益, 达到调整图像对比度的目的。

对于彩色电视机或彩色显示器的视频放大电路, 除要求具有高的放大能力外, 还要具备一定的带宽, 以保证图像的清晰度不受影响。为了满足彩色电视机或彩色显示器对带宽的要求, 目前, 其视频放大电路多采用共基—共射视频输出电路。

图 13-27 是 TCL2101C 彩色电视机的末级视频放电路原理图, 从图中可以看出, 末级视频放大电路采用了由分立元件组成的三组共射—共基宽频带放大器, 主要由 $Q501\sim Q506$ 六只三极管担任。其中, $Q501$ 与 $Q502$ 组成一组共射—共基联放电路, 用于 R(红) 信号放大。 $Q502$ 为共射放大器, $Q501$ 为共基放大器。共射放大器具有输入阻抗一般, 电流、电压放大倍数高等特点; 共基放大器具有输入阻抗小、电压放大倍数高、截止频率高等特点; 当它们组成联放电路时, 不但能保证放大器的总增益, 还能展宽电路的通频带。

同理, Q503 与 Q504、Q505 与 Q506 也分别构成共射—共基联放电路, 分别用于 G(绿)信号和 B(蓝)信号放大。

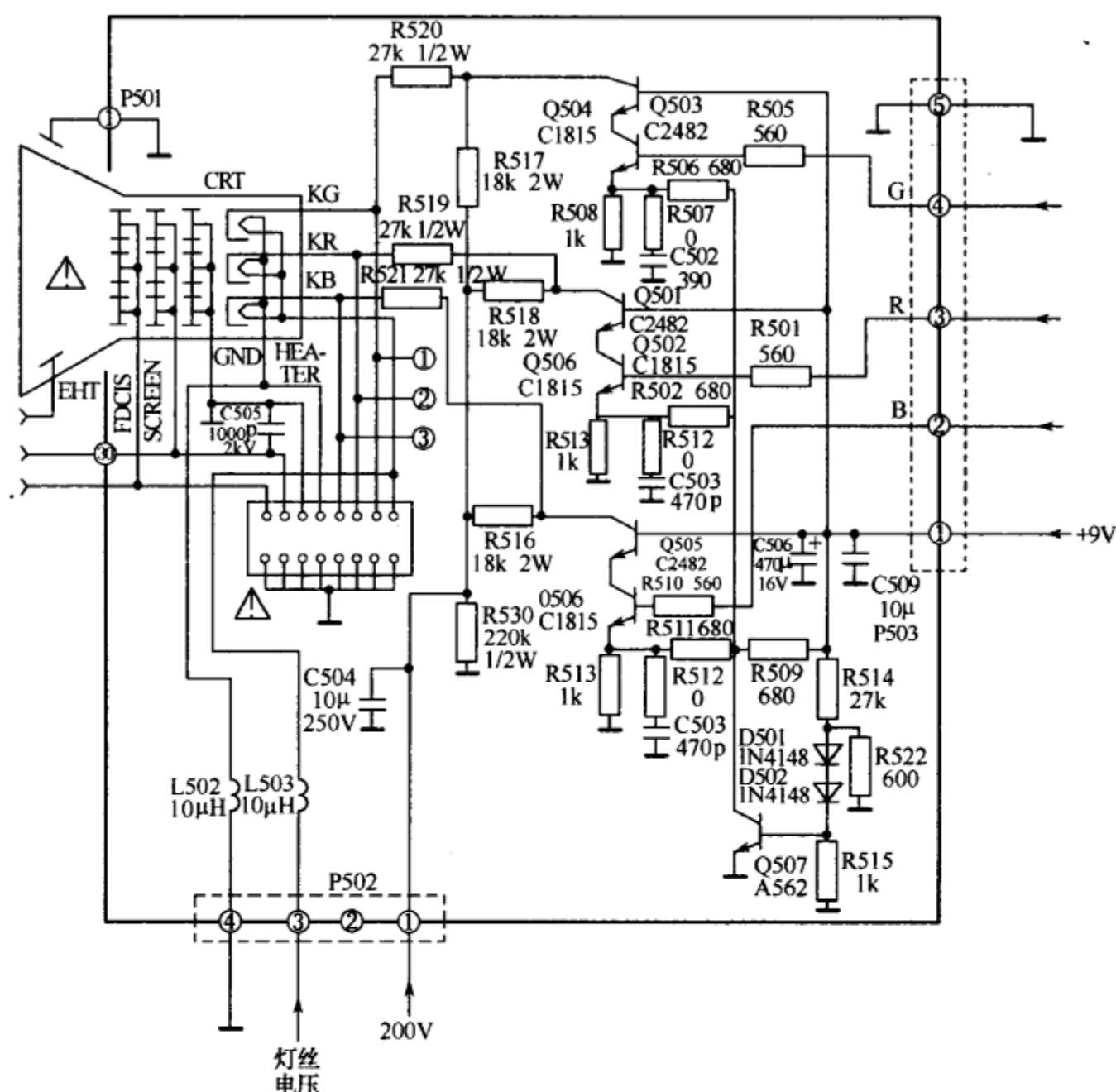


图 13-27 TCL2101C 彩色电视机末级视频放大电路

末级视频放大电路由于采用直接耦合方式, 故偏置稳定性十分重要, 所以, 该机采用了恒压偏置电路, 由 Q507、D501、D502、R514、R522、R515 和 R509 等组成。其工作原理是: 9V 电压经 R514 和 R522 分压, 在它们的公共点上得到约 1.6V 的电压, 再经 D501、D502 降压, 在 Q507 的基极上形成约 0.5V 的电压。Q507 的射极电压便稳定在 1.2V 左右, 这个电压作为 Q502、Q504、Q506 的射极偏置电压。D501、D502 是温度补偿二极管, 使 Q501~Q506 的偏置不受温度变化的影响而漂移。Q507 接成射极输出器, R509 的分流作用可使 Q507 的负载减轻。

为了改善末级视频放大电路的高频特性, 保证足够的带宽, 在三个放大器的射极电阻上, 并联有高频补偿电路, C501 串联 R504, C502 串联 R507, C503 串联 R512, 分别并接在 R503、R508、R513 旁, 使高频成分的负反馈作用减小, 以丰富图像的细节。

需要说明的是, 采用共发射极接法的视放管一般应选用截止频率高(500MHz 以上)的三极管, 耐压可低一些(耐压超过 40V 即可), 采用共基接法的视放管一般应选用耐压高(应大于 200V)的三极管, 截止频率可低一些(大于 3 倍带宽即可)。

第三节 调谐高频放大电路

调谐放大器又叫谐振放大器,可分为单调谐回路谐振放大器和双调谐回路谐振放大器两种,它们在高频放大电路中应用十分广泛,通常用来放大已调制信号。如收音机的中频放大器就是典型的调谐放大器。

调谐放大器主要有以下几个特点:

①放大器的集电极负载是 LC 并联谐振回路。放大器的性能在很大程度上决定于谐振回路的特性和参数。

②调谐放大器选频放大电路,被放大的信号频带很窄,即 $f_H/f_L \geq 1$ 。根据谐振回路的特性,谐振放大器对于靠近谐振频率的信号有较大的增益;对于远离谐振频率的信号,增益迅速下降。因此,这种放大器具有良好的选择性和良好的带通滤波作用。

③调谐放大器通常采用变压器耦合方式,具有良好的阻抗匹配条件,因此增益较高。

④对放大器的稳定性要求较高,一般都要附加防止反馈自激的中和电路和保持输出信号电平平稳的自动增益控制电路(AGC 电路)。

调谐放大器大多采用共发射极电路。在频率很高时,有时也采用共基极电路。

一、单调谐放大电路

1. 单调谐放大电路分析

每一级只包含一个调谐回路的放大电路称为单调谐放大电路,也就是说,单调谐放大电路采用 LC 调谐回路作负载,通过电感耦合与下一级放大电路相连接。图 13-28 是单调谐放大电路的原理图。

当信号源的频率与 LC 并联谐振回路的固有谐振频率 f_0 相同时,回路发生并联谐振,这时,电感 L 的感抗与电容 C 的容抗相等,所以并联谐振的条件为

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

由此可知,回路的固有振荡频率完全由回路参数 L 和 C 决定,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

在单调谐放大电路中,放大电路通过并联谐振回路将信号功率传送给负载,由于谐振回路本身总会具有一定的损耗电阻(包括电感线圈的电阻及为了扩展回路的通频带而并接的电阻),谐振回路品质因数值为

$$Q = \frac{1}{2\pi f_0 CR} = \frac{2\pi f_0 L}{R}$$

式中:R 为回路的损耗电阻。

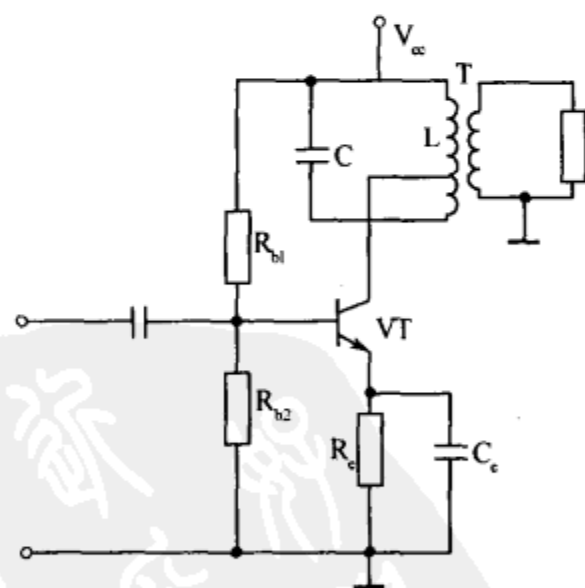


图 13-28 单调谐放大电路

回路的谐振阻抗为

$$|Z| = \frac{L}{CR}$$

发生并联谐振时,并联谐振回路对信号源呈现的阻抗 $|Z|$ 最大,且呈纯电阻性。

Q 值与放大电路的增益、选择性和通频带宽度都有直接关系。回路的损耗电阻 R 越小, Q 值越高。并联谐振回路的电流—频率特性与阻抗—频率特性如图 13-29 所示。

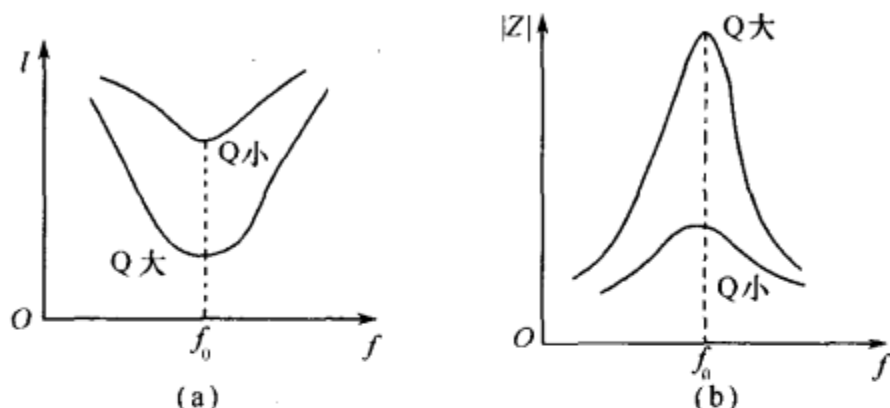


图 13-29 并联谐振回路的电流—频率特性与阻抗—频率特性
(a)电流—频率特性;(b)阻抗—频率特性。

谐振回路的输入端要接信号源,输出端要接负载,信号源的阻抗和负载阻抗必然会对谐振回路产生影响,使回路的损耗加大,品质因数 Q 值减小,导致回路的选择性下降,通频带加宽,并会引起谐振频率发生变化。同时,谐振回路是要传输信号能量的,因此信号源电阻和负载电阻就有个匹配问题,匹配问题解决不好,负载上获得的功率就很小。为此,信号源和负载往往不是直接接到谐振回路上去,而是经过阻抗变换电路进行连接或耦合。常用的阻抗变换电路有变压器耦合、自耦变压器耦合、电感抽头耦合等。变压器耦合阻抗变换电路应用最广,如收音机中频放大电路、电视机图像中频放大电路、伴音放大电路的负载回路大多采用这种变换电路。图 13-28 所示电路采用了变压器耦合方式,关于变压器耦合的阻抗变换原理在本书介绍多级放大电路时已有介绍,这里不再重复。

2. 单调谐放大电路的应用

图 13-30 是某超外差式调幅接收机末级中频放大电路。图中 R_1 、 R_2 组成分压式直流偏置电路, R_3 为发射极电阻, C_2 、 C_3 为旁路电容,中频变压器(简称中周) T_1 、 T_2 分别与两个同容量的电容 C_1 、 C_4 并联,构成前级与本级晶体管的集电极负载。两个并联谐振回路都谐振在中频 465kHz。 C_6 为中和电容,它的作用主要是防止中频输出电压通过 VT 集电极电容反馈到输入端而引起中频自激。 R_4 和 C_5 组成电源退耦电路。

前级输出的中频信号经过 T_1 单调谐回路的选择,将中频信号耦合到中放管 VT 的 b、e 极之间。由于 C_5 的旁路作用,使 T_2 的 4 端交流接地,经 VT 放大的中频信号电压在 c、e 极间输出(集电极到 5 端,发射极经 C_3 、 C_5 到 4 端),加到 T_2 初级电路的 5、4 端,于是,在 T_1 回路选择中频信号电压的基础上,又进一步选择中频信号。然后中频信号电压又被耦合到后级,从而完成中频放大电路放大和选择信号的作用。

* 阅读材料 中和电路

在高频放大器中,结电容构成管子内部的正反馈回路,造成放大器的高频自激。为了消除结电容的这种影响,设置了中和电路,人为地再引入一个反馈信号,达到消除有害反

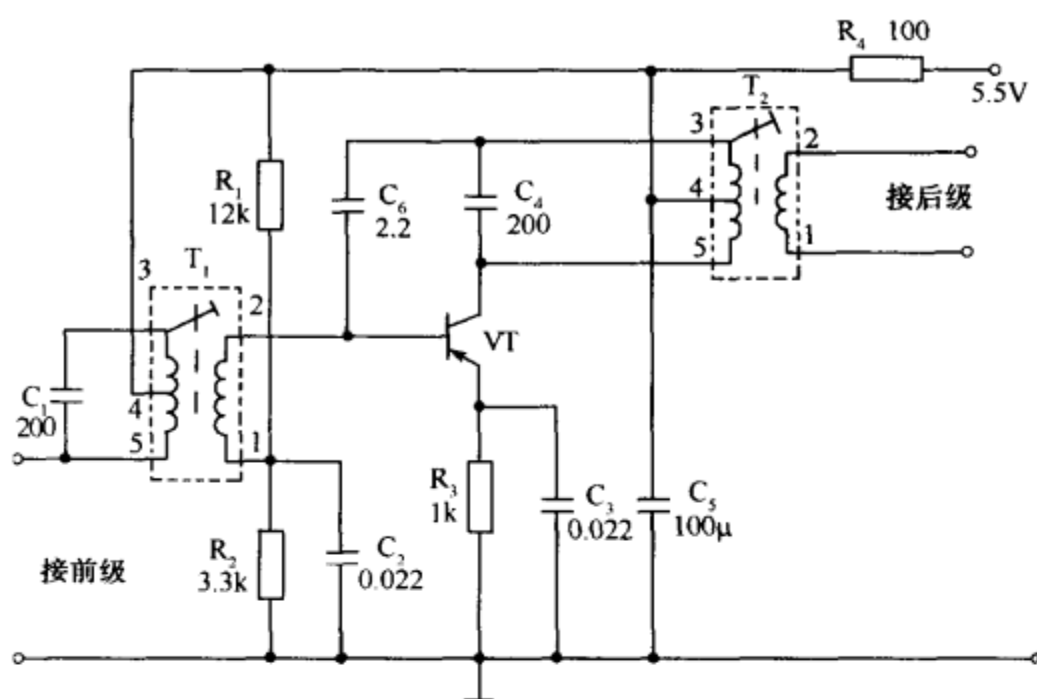


图 13-30 超外差式调幅接收机末级中频放大电路

馈。稳定高频放大器工作的目的。

图 13-31 是一种常用的中和电路,电路中,VT 是高放管, $C_{b'c}$ 是 VT 基极与集电极之间的结电容, C_1 是中和电容, T_1 的初级设有抽头。

结电容 $C_{b'c}$ 相当于跨接在 VT 的基极、集电极之间。 T_1 初级的抽头接 V_{cc} ,而 V_{cc} 端对交流而言是接地的,这样 T_1 初级的上、下端 A 和 B 点的信号相位相反。 $C_{b'c}$ 将 VT 输出回路信号电流反馈到 VT 基极, C_1 也将 VT 输出回路信号电流反馈到基极。由于 A、B 两点的信号相位相反,所以流过 $C_{b'c}$ 、 C_1 的电流方向相反。只要适当选取 C_1 的容量大小,便能做到流过 C_1 的反馈信号电流与流过 $C_{b'c}$ 的反馈信号电流相等,这样 C_1 、 $C_{b'c}$ 中的电流大小相等、方向相反。根据节点电流定律可知,流出和流入 C 点的电流相等,便没有反馈电流再流入 VT 的基极,也就是用 C_1 中的反馈电流抵消了 $C_{b'c}$ 要流入 VT 基极的反馈电流,达到消除结电容 $C_{b'c}$ 的有害影响。

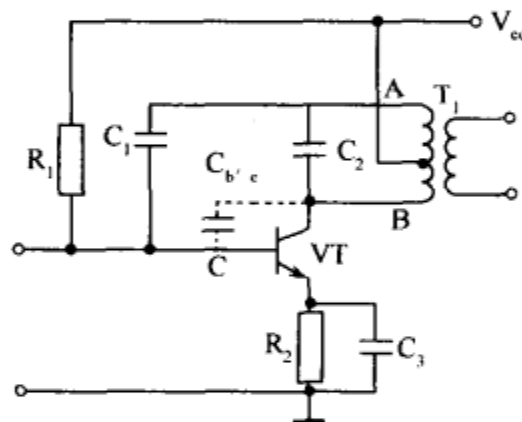


图 13-31 常用中和电路

图 13-32(a)是另一种形式的中和电路,也称桥式中和电路,电路中,VT 是高放管, $C_{b'c}$ 是 VT 的基极与集电极之间的结电容。 T_1 的初级无抽头。这一桥式中和电路共有四只电容构成,即 $C_{b'c}$ 、 C_1 、 C_2 和 C_4 ,图(b)是它的等效电路。 T_1 的初级线圈 L_1 是 VT 的集电极负载。若没有桥式中和电路,在 L_1 上的信号会通过 $C_{b'c}$,又反馈到 VT 的基极,引起高频自激。接入桥式中和电路后,只要电桥平衡,便能使 VT 基极、发射极之间的电压为零,这样便没有反馈信号馈入 VT 的基极,达到消除 $C_{b'c}$ 反馈引起的高频自激。

二、双调谐放大电路

1. 双调谐放大电路分析

上述单调谐回路谐振放大电路的缺点是矩形系数、选择性和通频带难以兼顾。为此,在要求通频带宽、选择性好时,可采用双调谐回路谐振放大电路。

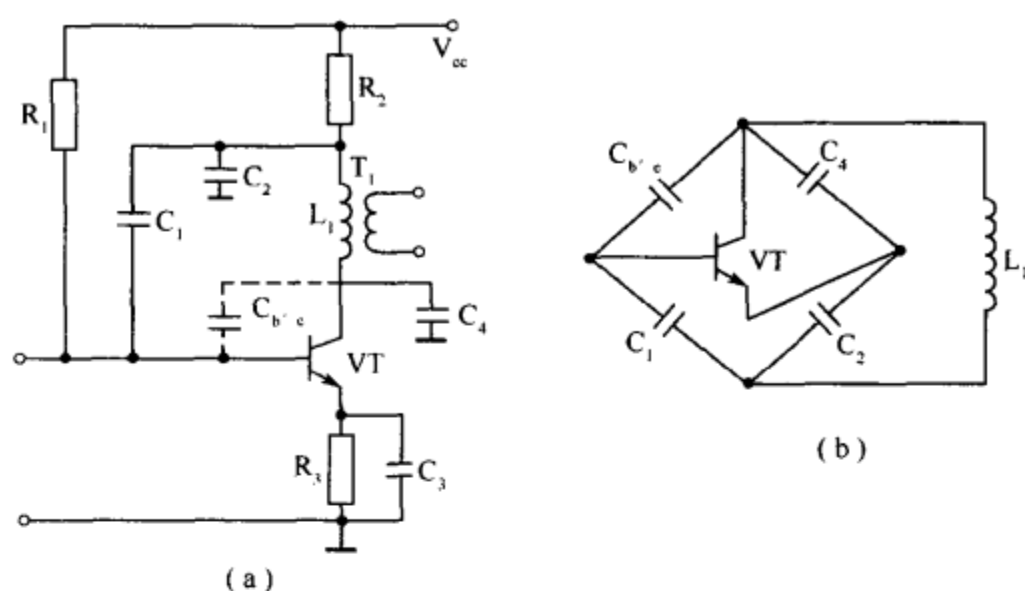


图 13-32 桥式中和电路及等效电路

(a) 桥式中和电路；(b) 等效电路。

双调谐回路是由两个调谐回路组成的一个电路系统。常用的双调谐回路有互感耦合和电容耦合两种形式，如图 13-33 所示。

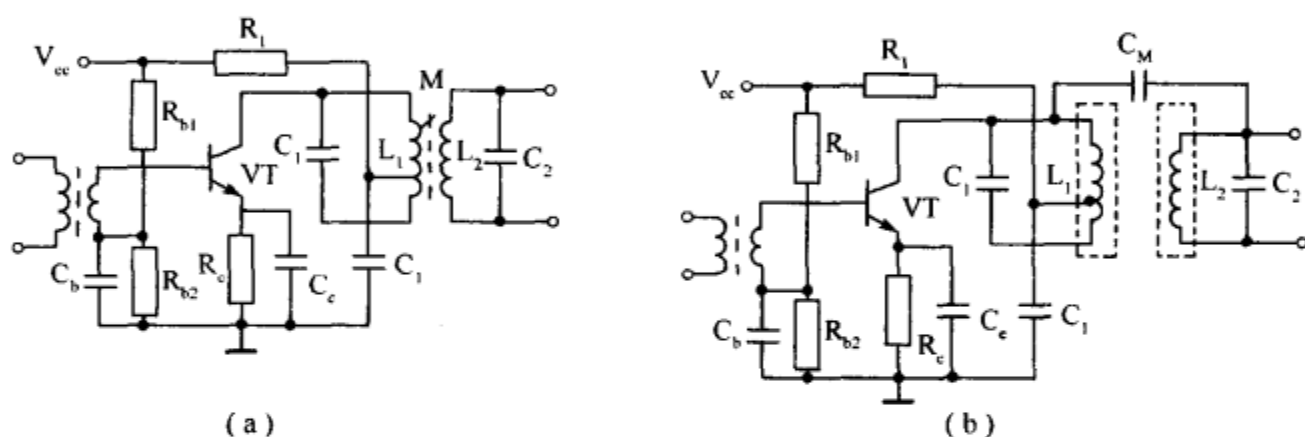


图 13-33 常见双调谐回路

(a) 互感耦合；(b) 电容耦合。

图(a)为互感耦合双调谐回路。电感 L_1 、 L_2 之间是互感耦合，电路的工作频率较高，可达数百兆赫。缺点是调整比较麻烦。在实际应用中，常常把两个回路线圈放在屏蔽罩里，将一个回路线圈的初级或次级的一部分绕在另一个回路线圈的次级或初级上，利用磁芯作用，实现互感耦合。只要改变耦合线圈的圈数，就可以控制耦合程度。

图(b)为电容耦合双调谐回路，电容耦合与上述电感耦合形式没有本质区别，只是两个回路线圈彼此屏蔽，靠耦合电容 C_M 来调节耦合程度大小。电容耦合电路较简单，调节也方便，但工作频率不高。

双调谐回路的一个重要参数是耦合系数 K ，它用来表示两个回路之间耦合程度，二种双调谐回路的 K 值分别为

互感耦合双调谐回路

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

式中： M 是 L_1 、 L_2 的互感量，若初级、次级回路完全相同，则

$$K = \frac{M}{L}$$

电容耦合双调谐回路

$$K=\frac{C_M}{\sqrt{(C_1+C_M)(C_2+C_M)}}$$

若初级、次级回路完全相同,则

$$K=\frac{C_M}{C+C_M}$$

在实际的双调谐回路中,耦合系数为 0.1~0.01。

图 13-34 绘出了双调谐回路的频率特性曲线,从图中可以看出,当两个谐振网络之间耦合不紧时①、②曲线是单峰的,其中②曲线的耦合程度比①曲线要紧;当两谐振网络之间的耦合紧到一定程度时,便出现了双峰,如③、④曲线所示。其中,④曲线的耦合程度比③曲线耦合得更紧。从图中还可以看出,双调谐可以获得比单调谐更宽的频带。

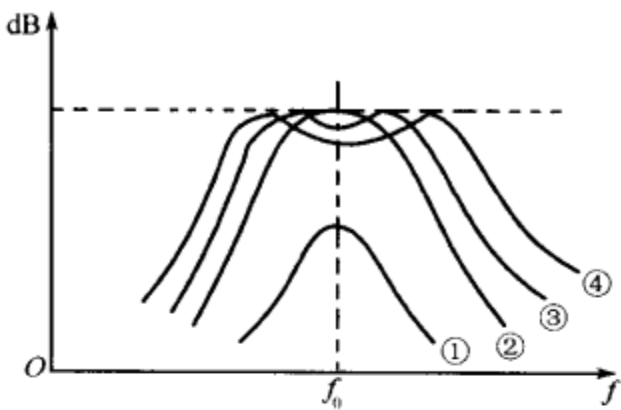


图 13-34 双调谐回路频响曲线

* 阅读材料 参差调谐

多级单调谐放大电路选择性好、增益高、调试简单,但通频带不宽。多级双调谐放大电路虽能克服这些缺点,但电路复杂,统调困难,稳定性也较差。而参差调谐放大电路可以兼有上述多级调谐放大电路的优点,在电视接收机等设备中得到了广泛的应用。

参差调谐,就是多级调谐放大电路中各级调谐回路的谐振频率参差不同,回路 Q 值各有高低,把它们组合起来即可获得所需要的通频带和选择性指标。

图 13-35(a)为第一级 LC 回路调谐在比中心频率 f_0 低的 $(f_0-\Delta f)$ 处,第二级调谐在中心频率 f_0 上,第三级调谐在比中心频率 f_0 高的 $(f_0+\Delta f)$ 处。可以看出,第一、第三调谐回路的谐振曲线向左、右两边偏移,它们与第二调谐回路的曲线合成图(b)所示的曲线形状。曲线出现平顶,通频带大大增宽。

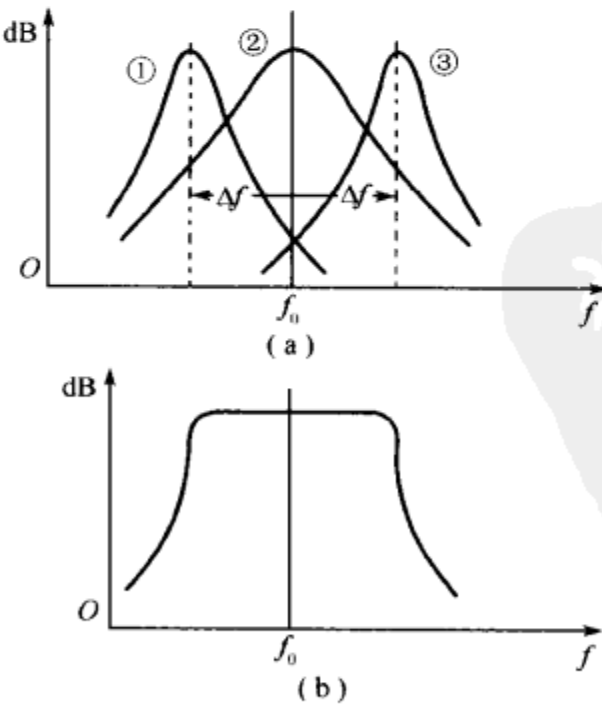


图 13-35 参差调谐示意图

由于各调谐回路相对中心频率的偏移量不同、回路的谐振频率不同、每级放大器的增益也不同,所以选择不同的回路 Q 值和偏移量,可以得到单峰、双峰等不同形状的合成谐振曲线。

图 13-36 是四级参差调谐谐振曲线合成示意图。参差调谐的方法使本来是窄带放大器的调谐放大器,能够实现宽带放大,并具有较高的增益和良好的选择性,电路也比较简单。

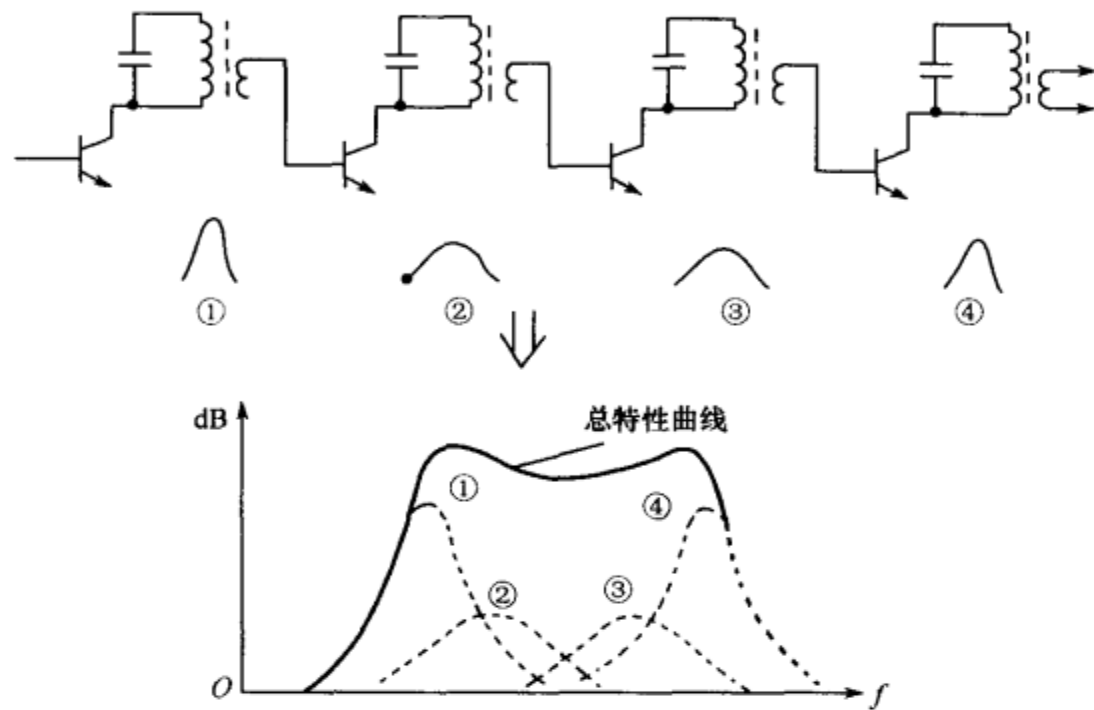


图 13-36 四级参差调谐曲线的合成

2. 双调谐放大电路的应用

图 13-37 是某收音机电感耦合双调谐中频放大电路,初、次级线圈各自装在屏蔽罩内,通过电感 L_3 来实现初、次级间的耦合。改变 L_3 的圈数就可以改变耦合程度。

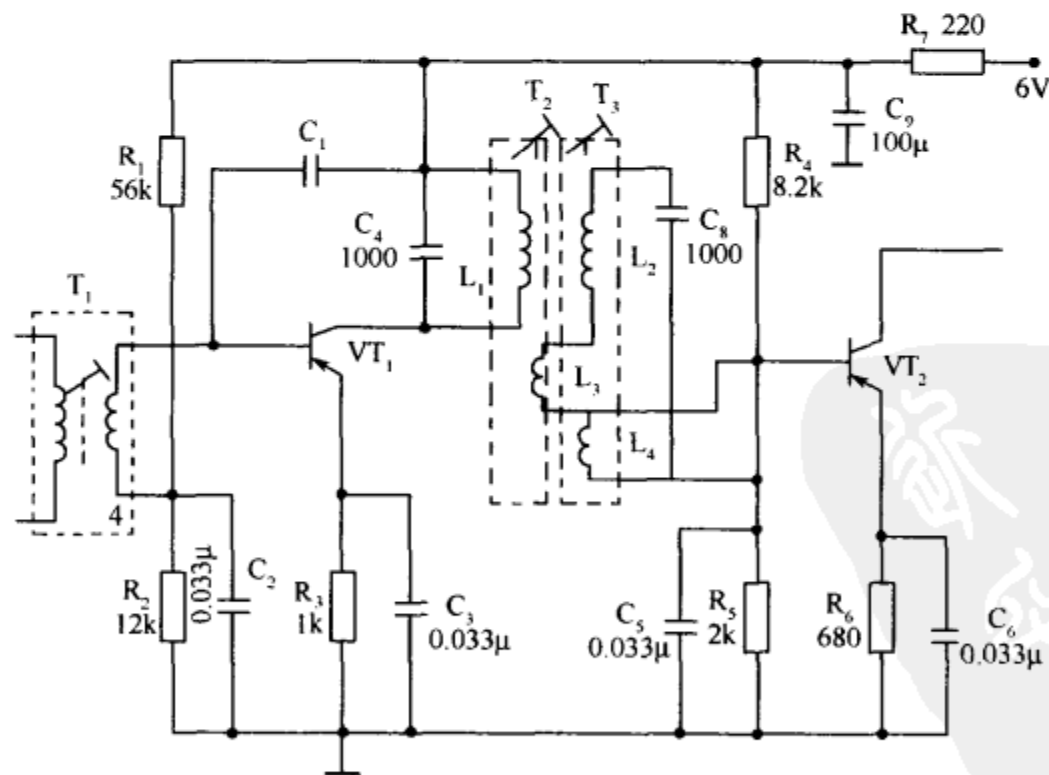


图 13-37 收音机电感耦合双调谐中频放大电路

图 13-37 中, R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 、 R_5 、 R_6 分别组成中频放大管 VT_1 和 VT_2 的直流偏置电路; C_2 、 C_3 、 C_5 、 C_6 为旁路电容; R_7 、 C_9 组成去耦电路, C_9 兼作旁路电容; 中频变压器 T_1

为前级负载; T_2 、 T_3 组成电感耦合双调谐回路,作为 VT_1 的负载;通常 C_4 和 C_8 容量相等,两调谐电路均谐振在中频频率上; C_1 为 VT_1 的中和电容。

由前级输出的中频调幅信号电压经中频变压器 T_1 耦合到次级。经 VT_1 放大的中频信号电压在 c、e 间输出,加到 L_1 、 C_4 组成的并联谐振电路上。然后,通过 L_1 和 L_3 的电感耦合,将中频信号电压耦合到由 L_2 、 L_3 、 L_4 和 C_8 组成的串联谐振回路上,中频信号电压在 L_1 、 C_4 并联谐振回路选择信号的基础上又进一步得到选择。最后,中频信号电压由 L_4 两端取出,送入 VT_2 的 b、e 端,从而完成放大和选择中频信号电压的作用。

双调谐放大电路的选择性和通频带特性都比单调谐放大电路的好得多,也可以组成多级双调谐放大电路,其增益和稳定性与单调谐放大电路差不多,但所用的调谐回路较多且互有影响,调试较麻烦。

三、自动增益控制电路

自动增益控制(AGC)的作用是:当外来信号电压变化很大时,保持接收机输出功率几乎不变。接收机中的自动增益控制几乎都是控制高、中频部分的增益。

1. 自动增益控制的必要性

接收机工作时,其输出功率随着外来信号场强的大小而变化:当外来信号场强大时,接收机输出功率大;当外来信号场强小时,输出功率小;在下面几种情况下信号场强都要发生变化:

①接收不同频率、不同功率和不同距离的电台信号时。

②接收远地电台时,由于电离层的变化,所收到的信号场强会产生时高时低的变化,称为衰落现象。

③接收机所处环境迅速改变,如车载接收机在靠近钢筋水泥建筑物或穿过森林时。

④接收机和发射机之间相对距离改变时。

外来信号的强度范围在几微伏至几百毫伏之间。在接收弱信号时,希望接收机有较大的增益;而在接收强信号时,应使接收机输出功率变化范围尽量小。这一要求靠手动增益控制来实现是困难的,必须采用 AGC 电路。

2. 自动增益控制的原理

晶体管在正常进行放大工作时,必须建立合适的静态工作点。当集电极静态工作电流在某一值时增益最大;集电极电流太大或太小,增益都要下降。利用这一特点,只要采用一定方式来控制晶体管集电极电流的大小,就可以达到控制增益的目的。

为了实现自动增益控制,必须有一个随外来信号强度改变的电压(或电流),利用这个电压(或电流)去控制接收机有关放大电路的增益。对调幅接收机而言,这个控制电压(或电流)可以从检波器获得。在检波电路中的输出电压除含低频信号外,还包含直流分量,此直流分量实际上与所接收的外来信号场强成正比,利用它作为 AGC 电压送到受控的前级。图 13-38 是调幅接收机的 AGC 电路方框图。

自动增益控制有两种方式:利用控制信号使集电极电流减小,降低增益的方法,叫做反向 AGC 方式;利用控制信号使集电极电流增大,降低增益的方法,叫做正向 AGC 方式。

反向 AGC 控制的优点是需要的控制功率小,对放大器的增益和频率特性影响也小;

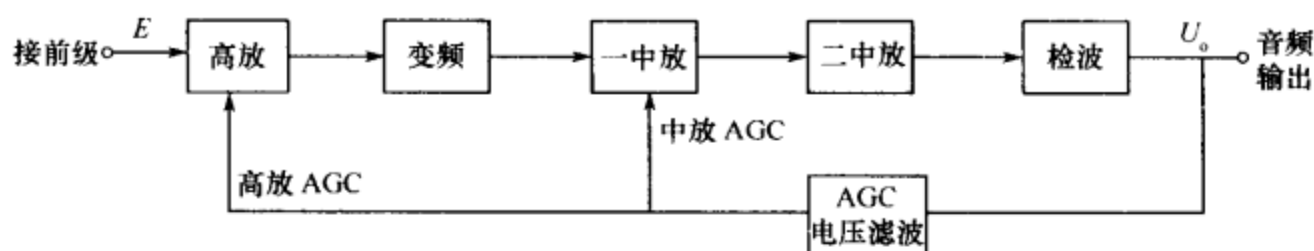


图 13-38 调幅接收机的 AGC 电路方框图

其缺点是容易使晶体管的动态范围减小,产生失真。正向 AGC 不容易使晶体管产生非线性失真,但必须采用专用的具有正向 AGC 特性的晶体管,正向 AGC 方式一般在电视接收机里采用。

在 AGC 电路中,应注意对 AGC 电路的滤波器的时间常数的选择,通常广播接收机的时间常数取 $0.02\text{s} \sim 0.2\text{s}$ 。另外,对受控级的选择也很重要,调幅接收机一般选第一中放和高放。变频电路不能加 AGC 控制电压,因为变频加 AGC 电压会使集电极电流减小,从而引起本振频率漂移,甚至停振。

3. AGC 电路的应用

图 13-39 是某收音机的自动增益控制电路。

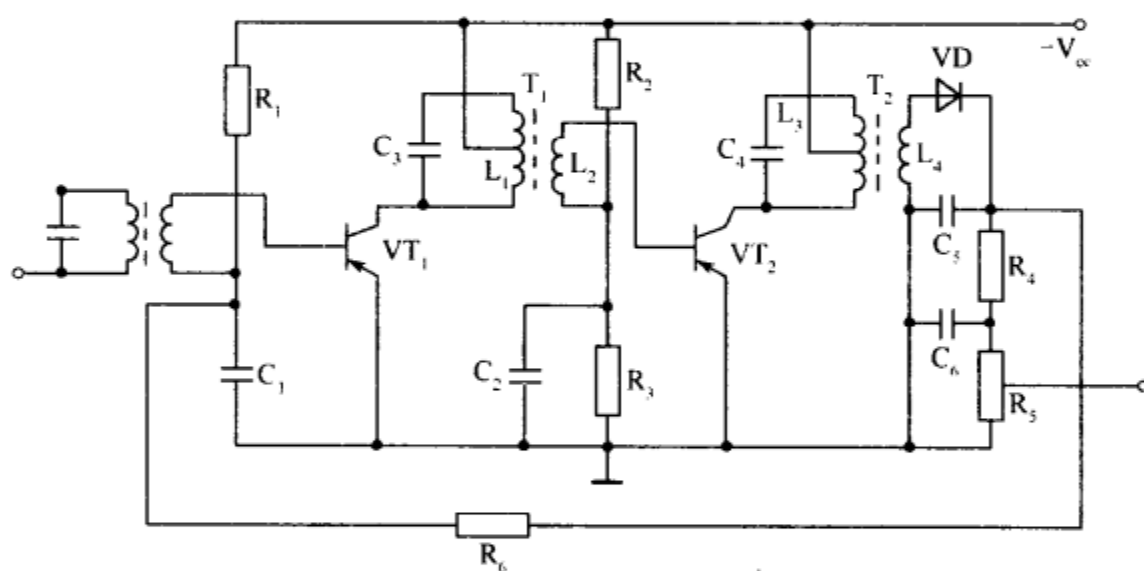


图 13-39 收音机自动增益控制电路

图中,由 VT_1 和 VT_2 组成两级单调谐放大器。 VT_1 是被控晶体管,控制信号取自二极管检波器输出信号中的直流成分。

当检波器无信号输出时, VT_1 的偏置电压由上偏置电阻 R_1 和相当于下偏置电阻的 $R_6 + (R_5 + R_4) // R_D$ (R_D 是二极管的正向电阻)的分压决定。当检波器输出较强信号时,由于输出信号中的直流成分有一部分电流(设为 I_D)流过 R_6 注入到被控管 VT_1 的基极,而 I_D 的方向与 VT_1 静态基极电流的方向正好相反,使实际的基极电流减小,于是 VT_1 集电极电流减小,增益下降;反之增益提高。

如果把检波二极管反接,则控制信号与被控管基极偏置的极性相同,集电极电流增大,如果 VT_1 是正向 AGC,就能实现正向自动增益控制。

自动增益控制有很多优点,但也有副作用。AGC 的加入,将使放大器增益变化,晶体管偏置电压的变化还要使输出、输入阻抗随同变化,进而造成放大器频率特性及谐振频率的改变。为了减小这种影响,一般可以使被控级的调谐回路 Q 值取低一些,使输入、输出

电阻的变化不致显著影响 Q 值。另外,谐振电容取大一些可以相对减小输入、输出电容变化的影响。

*** 阅读材料 AGC 电压的其他用途**

AGC 电压除控制增益的作用外,还常用作调谐指示、场强指示、自动通频带控制和自动调谐控制信号,下面介绍 AGC 电压在调谐指示方面的应用。

当调谐准确时 AGC 电压最大,利用这一特性,用 AGC 电压去控制电表、发光二极管或调谐指示管,就能帮助人们进行准确的调谐。

图 13-40 是发光二极管用于调谐指示的电路,控制信号来自受 AGC 控制的中放管 VT₁ 发射极电压,该电压被 VT₂ 放大后驱动发光二极管。当调谐准确时,AGC 电压最大,控制第一中放管 VT₁ 基极电流减小,因而,VT₁ 的发射极电流 I_e 减小,发射极电阻 R_e 上压降也减小,导致 VT₂ 的集电极电流 I_c 最小,发光二极管发光最暗;相反,偏调时亮度增强。利用这一特点就能帮助做到准确调谐。

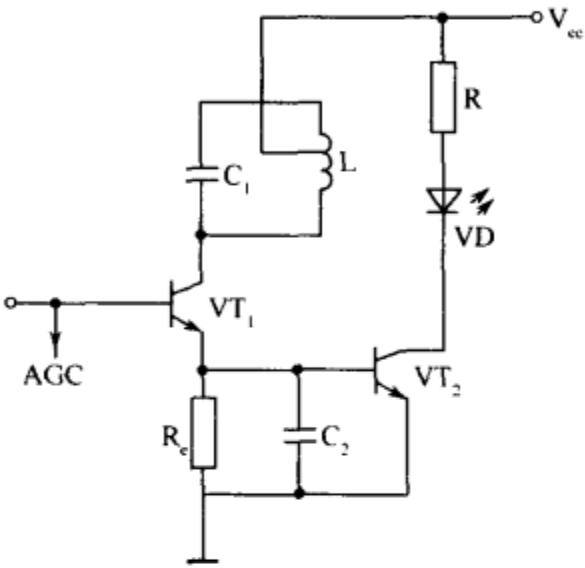


图 13-40 调谐指示电路

四、陶瓷滤波器在调谐放大器中的应用

我们知道,滤波器是一种具有分隔信号频带作用的部件,它可以使某一频带的信号通过,而阻止不需要的信号频带通过。能够通过滤波器的频带叫通带;阻止通过滤波器的频带叫阻带。在通带内滤波器对信号衰减越小越好,而在阻带内滤波器对信号的衰减越大越好。滤波器都具有一定的特性阻抗,在它与放大器或其他电路连接时,应该做到阻抗匹配,以保证通带信号的最佳传输。滤波器种类很多,常用的有 LC 波滤器、石英晶体滤波器、陶瓷滤波器和声表面滤波器等。

陶瓷滤波器体积小、质量轻、Q 值高、造价低、具有较好的滤波性能,在调谐放大器中常用来代替 LC 谐振回路和耦合变压器,使电路结构和调试简单化。

1. 二端陶瓷滤波器

用锆钛酸铅压电陶瓷材料制成的陶瓷片两面镀银作为电极,当对陶瓷片施加机械力时,电极两端将产生电荷;相反,如果在陶瓷片两面加上交变电压,陶瓷片将产生压缩或伸张的弹性变形,这种效应就是陶瓷片的压电效应。实际陶瓷片可以等效为一个 LCR 串联谐振回路,它的两个镀银电极构成一个固定电容 C₀ (以陶瓷为介质) 和 LC 串联谐振回路并联。二端压电陶瓷片及其等效电路如图 13-41 所示,每一个这样的陶瓷片可以构成一个二端陶瓷滤波器。

由于二端陶瓷滤波器既有等效串联谐振特性,又有等效并联谐振特性,因此它就有两个谐振频率,即

$$f_{串} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

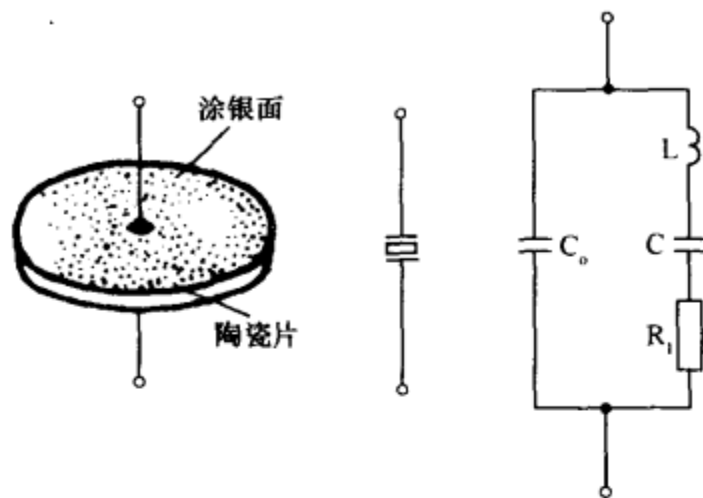


图 13-41 二端压电陶瓷滤波片及其等效电路

$$f_{\text{并}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}} = f_{\text{串}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

图 13-42 是 465kHz 二端陶瓷滤波器的频率与阻抗的关系曲线。由图中可见,在串联谐振时($f_{\text{串}} = 465\text{kHz}$)等效阻抗很小,而并联谐振时($f_{\text{并}} = 495\text{kHz}$),等效阻抗最大。两个谐振频率之间的宽度,通常决定了陶瓷滤波器的通频带宽度。

图 13-43 是某收音机中频放大器使用陶瓷滤波器的实际电路。该电路的两端陶瓷滤波器 2L-465B 接在 VT_1 、 VT_2 的发射极。由于两端陶瓷滤波器对 465kHz 的信号频率发生串联谐振,谐振时阻抗最小,可以认为晶体管的发射极对中频来说是直接接地的,这样在 VT_1 、 VT_2 的发射极电阻上就没有中频电流负反馈,因此,放大器的中频电压增益最大。

当信号频率偏离中频时,陶瓷滤波器的阻抗增大,因此对中频放大器就具有负反馈作用,电压增益下降。由此可见,使用陶瓷滤波器可提高中频放大器的选择性。

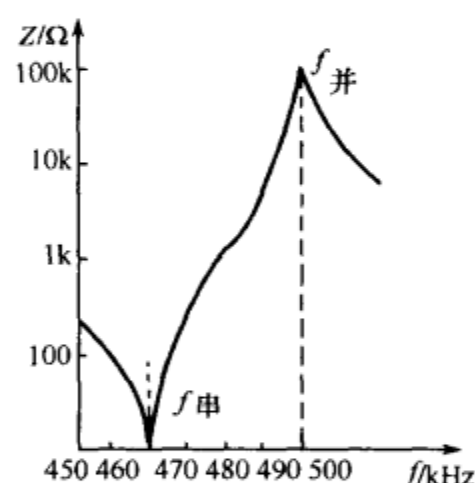


图 13-42 二端陶瓷滤波器的阻抗特性

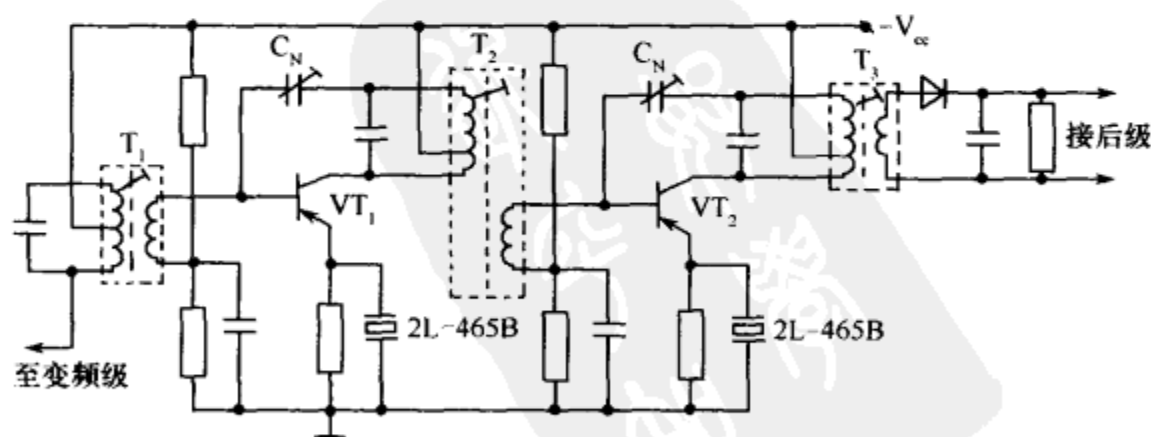


图 13-43 两端陶瓷滤波器的应用

2. 三端陶瓷滤波器

图 13-44 是三端陶瓷滤波器及其等效电路图。图中 1、3 是输入端,2、3 是输出端。

当 1、3 端送入信号后,如果信号频率等于陶瓷滤波器的串联谐振频率时,则输入电路产生串联谐振,陶瓷片便产生相当于谐振频率的机械振动。由于压电效应,这时机械振动将使陶瓷片的 2、3 端产生频率为谐振频率的输出电压。

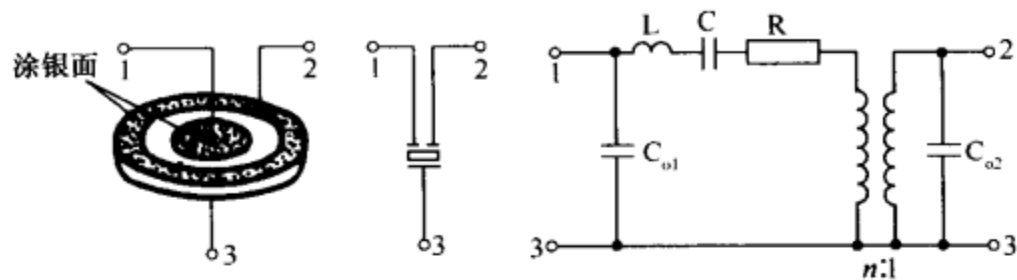


图 13-44 三端陶瓷滤波器及其等效电路

三端陶瓷滤波器完全可以代替中频放大器中的中频变压器。图 13-45 是用 3L-465 型三端陶瓷滤波器代替中频变压器的实际电路。用三端陶瓷滤波器进行级间耦合,不但电路简捷,而且性能优良,选择性及通频带均优于单调谐放大器。

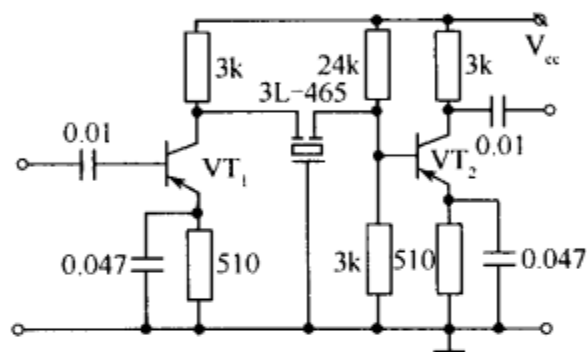


图 13-45 三端陶瓷滤波器的应用

重点提示:在收音机及电视机除较多地采用了陶瓷滤波器外,还大量使用了陶瓷陷滤波器,二者的作用相反,在使用时不要混淆。

3. 声表面滤波器

要获得中频放大器所需的频率特性,可以使用三四个 LC 吸收回路和三四个中放 LC 调谐回路,但这种方法调试十分麻烦,结构复杂,制造也不方便。如果采用声表面滤波器,不但可一次形成所需的中放频率特性,而且稳定可靠,无需调整,提高了整机参数的一致性和可靠性。因此,声表面滤波器在电视机的中频放大器中得到了广泛的应用。

声表面滤波器(SAWF),其外形和电路符号如图 13-46 所示。声表面滤波器有五个引线端,1 脚是输入端,3、4 脚是输出端,2、5 脚是输入接地端。

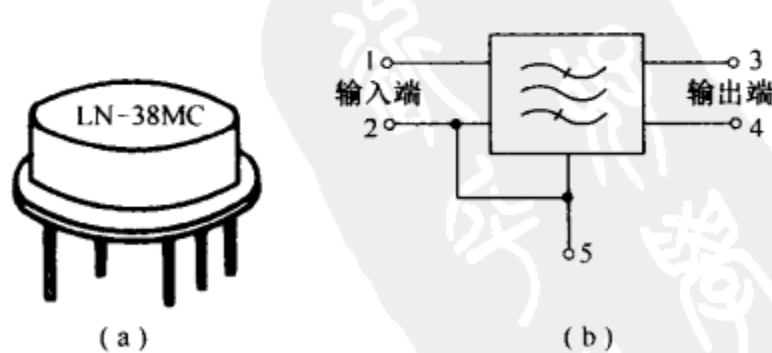


图 13-46 声表面滤波器的外形及电路符号
(a)外形;(b)电路符号。

声表面滤波器是在一块具有压电效应的材料基片上蒸发一层金属膜,然后经光刻,在两端各形成一对梳子形电极构成的。其结构如图 13-47 所示。当在输入端换能器的压电

材料电极上输入交流信号后,由于压电效应,在电极压电材料表面将产生与外加输入交流信号相同频率的机械振动波,该振动波沿着压电材料基片表面,以声音的速度传播。当此机械振动波传播到输出端的换能器时,由于逆压电效应,又通过输出换能器,将机械振动波转换为交流信号,再由输出电极输出。

图 13-48 是某彩色电视机的预中放电路,Z101 为声表面滤波器(声表面滤波器的电路符号较多,这是另一种符号);由于 Z101 在信号转换过程中信号强度有 10dB~20dB 的损耗,因此,在中频信号进入声表面滤波器前加入了预中放管 V101,由 V101 先对信号进行放大,以弥补声表面滤波器的损耗。电路中,R104、R105 组成分压式偏置电路,R100、C100 组成电源去耦电路,V101 集电极输出的中频信号经 Z101 耦合后,形成所需的中放曲线,最后,中频信号以双端平衡的方式输入到集成电路内的中频处理电路。

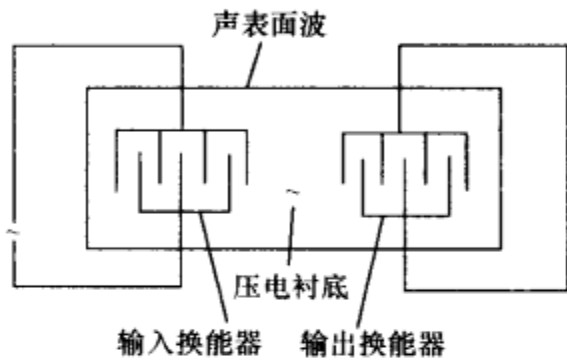


图 13-47 声表面滤波器的结构

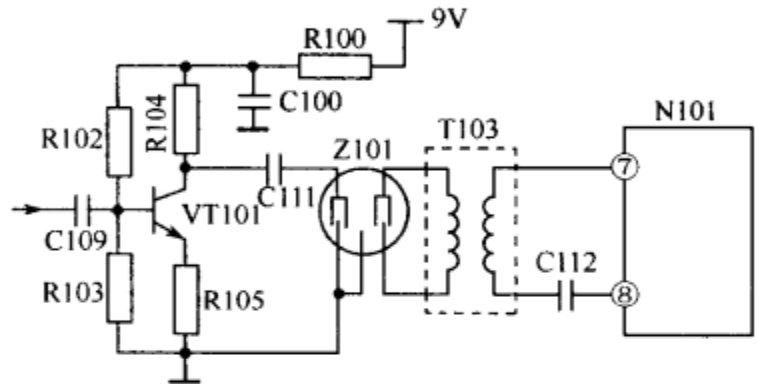


图 13-48 声表面滤波器的应用

第四节 高频功率放大器

在通信系统中,高频功率放大器主要用在发射机的末级。为了弥补信号在传输过程中的衰减及各种噪声对信号的干扰,在发射机末端采用高频功率放大器对信号进行处理,使其获得足够高的输出功率和效率,通过发射天线将其有效地发射出去。高频功率放大器是发送设备的重要组成部分。

一、高频功率放大器概述

1. 采用丙类功率放大器的原因

在本书介绍功率放大器时,我们按晶体管的静态工作点的设置不同,将功率放大器分为甲类、乙类和丙类等不同类型,从图 13-49 可以看出,三类不同的功率放大器,其集电极电流导通时间的长短是不同的。电流导通时间的一半称为电流导通角,用 θ 表示。对于甲类功率放大器,晶体管在输入信号的整个周期内都导通,即 $\theta=\pi$;对于乙类功率放大器,晶体管在输入信号的半个周期内导通,即 $\theta=\pi/2$;而丙类放大器的晶体管的导通周期小于半个周期但大于四分之一一个周期,即 $\frac{\pi}{4}<\theta<\frac{\pi}{2}$ 。显然,在晶体管的丙类状态,晶体管的集电极电流为脉冲形式的电流。

就效率而言,甲类功率放大器最差,乙类次之,丙类较高,因此,对效率要求较高的高频功率放大器通常使其处于丙类工作状态。

为什么高频功率放大器采用丙类放大器呢? 我们知道,丙类放大不仅在没有信号输

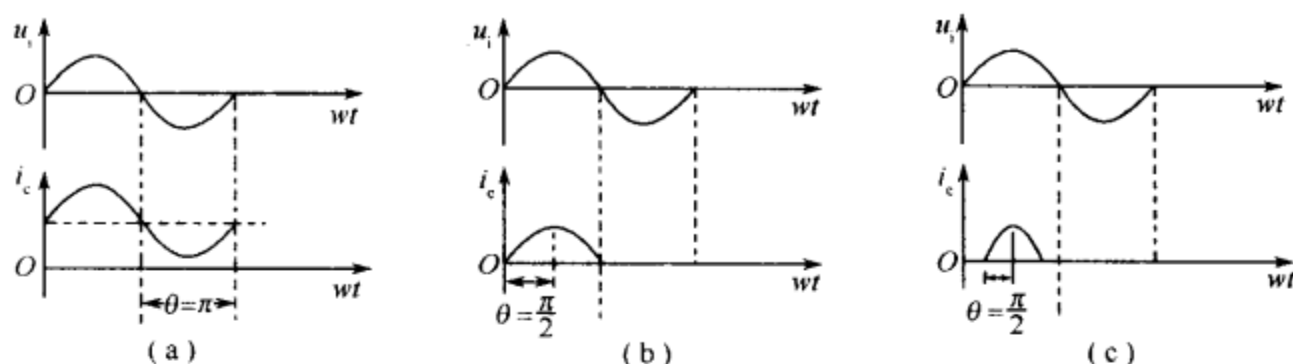


图 13-49 三类功率放大器的导通角

(a)甲类状态 $\theta=\pi$; (b)乙类状态 $\theta=\pi/2$; (c)丙类状态 $\pi/4<\theta<\pi/2$ 。

入时,晶体管静态电流等于零,而且基极还加有反向偏置电压。当有信号输入时,只有当输入电压足够大,晶体管基—射极间电压 u_{be} 大于晶体管的导通电压时,基极电流 i_b 和集电极电流 i_c 才不为零,输入信号每一周期内只有部分被放大。因此,丙类放大器的直流功率比乙类还要小,高频功率放大器采用丙类放大的目的,正是在于降低晶体管的集电极耗散功率,最终提高输出功率和效率。但因丙类功率放大器的集电极电流 i_c 是图 13-50 所示的脉冲状波形,失真很大,谐波也多,为了保证放大器的输出电压不失真,必须采用谐振回路作负载。



图 13-50 丙类功率放大器的集电极电流波形

2. 高频功率放大器与低频功率放大器的异同

高频功率放大器(高功放)和低频功率放大器(低功放)的共同特点是要求输出功率大和效率高。高功放工作在发射机末级,低功放工作在接收机末级,两者的工作频率和相对带宽差别很大。低功放的工作频率一般为 $20\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$,但相对带宽较宽;高功放的工作频率一般在几百千赫到几百兆赫,甚至可达上万兆赫,但相对带宽很窄。例如,假设低功放的工作频率为 10kHz ,通频带为 10kHz ,高功放的工作频率为 1000kHz ,通频带也为 10kHz ,则低功放的相对带宽为

$$\frac{BW}{f_0} = \frac{10\text{kHz}}{10\text{kHz}} = 1$$

而高功放的相对带宽为

$$\frac{BW}{f_0} = \frac{10\text{kHz}}{1000\text{kHz}} = 0.01$$

因为低功放的相对带宽较宽,因此其负载不能采用谐振负载(谐振负载具有窄带特性),而一般采用纯阻、变压器等非调谐负载;而高功放则可以采用谐振回路作负载。由于高功放采用调谐负载,利用其选频特性,保证放大器输出电压基本不失真,因而高功放可以采用丙类工作状态;而低功放由于采用非调谐负载,只能采用甲类或甲乙类状态。

3. 高频功率放大器与调谐放大器的异同

高功放与调谐放大器的共同点是二者都工作在高频段,负载均为谐振回路。但二者的谐振负载所起的作用却有差别:调谐放大器的谐振负载主要起选择有用信号,滤除干扰信号的作用;而高功放的谐振负载主要起选择基波信号,滤除谐波成分的作用。另外,调谐放大器的输入为小信号,晶体管工作在线性状态,属于线性放大器;高功放的输入信号

通常为 大信号,晶体管工作在非线性状态,属非线性放大器。

二、高频功率放大器基极负偏压产生电路

高频功率放大器工作在丙类放大状态,晶体管的基极要加上反向偏置。一般负偏压的产生方式有三种。图 13-51 给出这三种负偏压供给方式的原理图。

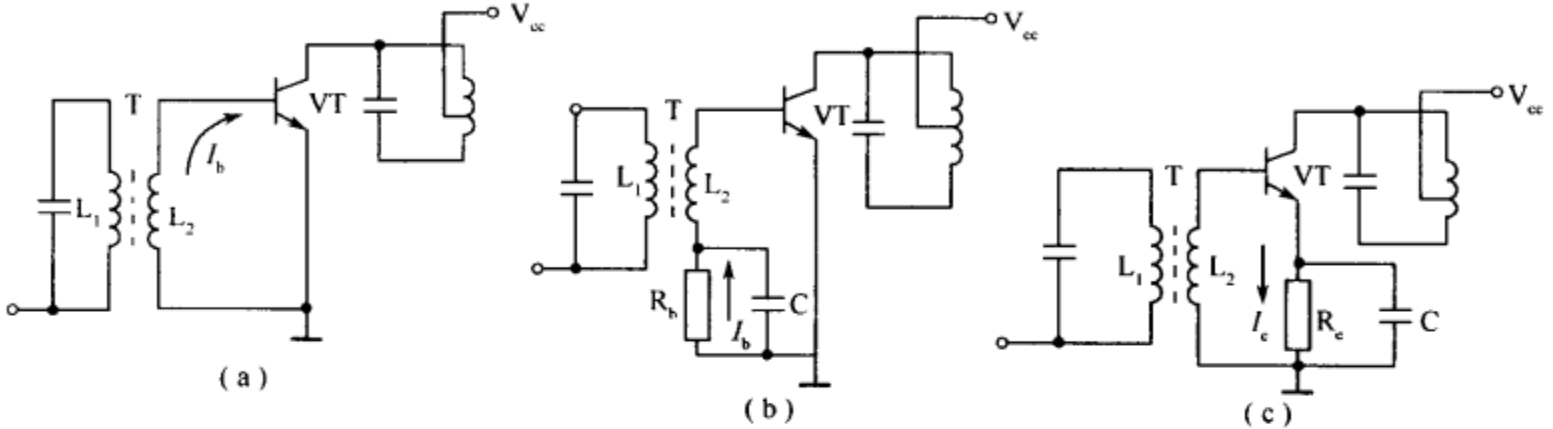


图 13-51 高频功率放大器的负偏压产生电路

图 13-51(a)的电路中没有接入任何偏置电阻,基极负偏压的取得是利用晶体管本身的基极基区体电阻 $r_{bb'}$ 的压降作用,即基极电流中的直流分量在 $r_{bb'}$ 上产生压降,使晶体管的基极获得负偏压。由于 L_2 圈数很少,直流电阻极小,负偏压大小主要决定于 $r_{bb'}$, $r_{bb'}$ 一般数值不大,所以晶体管的负偏压也不大。另外, $r_{bb'}$ 的值不十分稳定,偏压的稳定性受到影响。但因为电路简单,在一般输出功率不太大的时候,这种偏置方式仍被广泛采用。

图 13-51(b)是利用基极电流中的直流分量 I_b 流过偏置电阻 R_b 产生负偏压。其基本原理为:当晶体管导通时,基极电流通过晶体管对基极电容 C 充电;当晶体截止时,电容则通过 R_b 、 C 回路放电,并在回路中产生放电电流。由于充电常数远大于放电常数,则在 R_b 、 C 回路两端保持一个近似不变的直流电压,这个电压对基极而言为负偏置电压,偏压的大小可以调整 R_b 值来控制,这种方法经常被采用。

图 13-51(c)是自给偏压方式,其基本原理是:利用基极电流通过晶体管发射极电阻时,在 R_e 上建立一个近似不变的直流电压。利用 R_e 上产生压降来为基极提供负偏压,同时, R_e 还具有负反馈作用。

三、高频功率放大器的负载匹配

为了使输出功率有效地传输到下一级输入回路或天线回路,高频功率放大器和负载之间必须实现“阻抗匹配”,以保证放大器送给负载最大的功率。这里的“阻抗匹配”与调谐放大器中的阻抗匹配不是一个概念。因为高频功率放大器工作在丙类放大状态,晶体管导通和截止时,输出电阻悬殊很大,要求负载电阻与晶体管输出电阻匹配,显然没有什么意义。高频功率放大器的阻抗匹配指的是:在一定条件下,负载折合到晶体管输出端的等效负载电阻,要等于在要求的输出功率下放大器的最佳负载电阻。匹配不良时,放大器输出功率不能有效地送到负载上,晶体管集电极耗散功率增大,严重时将损坏晶体管。

下面以天线负载为例说明。输出回路与负载天线的连接,一般采用两种方式:一种是输出回路与天线回路直接连接,如图 13-52(a)所示,这种方式电路简单,但是阻抗不易匹配,天线回路对谐振回路滤波性能有影响,图中 L_2 是天线的电感线圈,调整线圈的电感,

可以使天线的辐射功率最大；二是输出回路与天线回路通过变压器耦合，如图 13-52(b) 所示，图中 L_3 、 C_2 是天线回路的调谐元件，它们的作用是使天线回路形成串联谐振状态，当回路谐振时，回路电流最大，天线的辐射功率也最大。

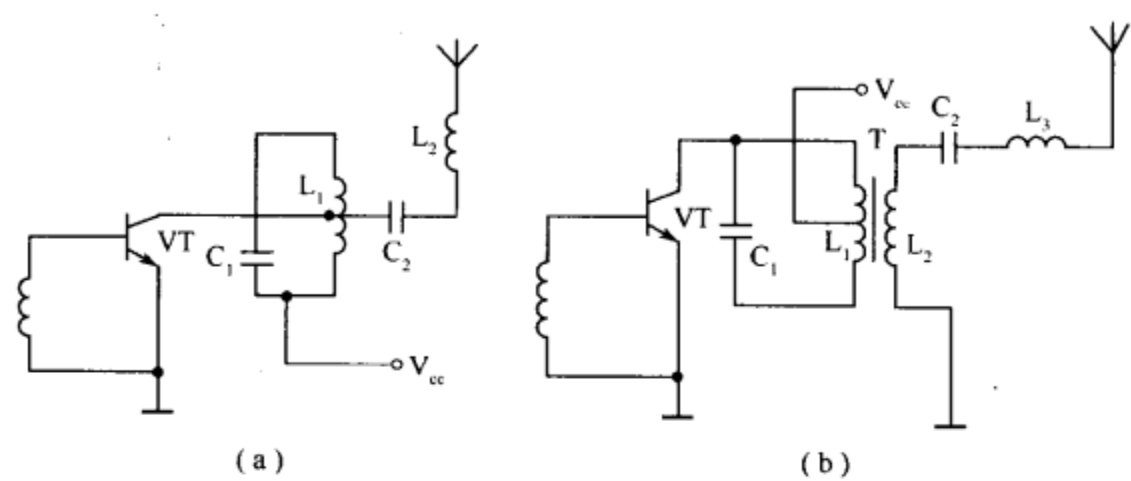


图 13-52 天线负载电路
(a)输出回路与天线回路直接连接；(b)输出回路与天线回路通过变压器耦合。

*** 阅读材料 移动电话天线的匹配**

维修过移动电话的人员都知道，GSM 移动电话在更换非原厂天线后，其灵敏度会变低，而且还很容易烧坏高频模块元器件。这是因为 GSM 移动电话的天线可作为功放和传输线的一个负载。如果它能和传输线很好地匹配，功率输送的能量经过传输线就能很好地从天线发射出去。而非原厂天线一般不能和传输线较好地匹配，那么在传输线上传输的一部分能量就会通过微带辐射到空间去，或者造成驻波和反射，从而在高频模块形成较大的功率损耗，烧坏高频元件，如功放、滤波器等，而且造成移动电话耗电快、机身发热等故障。从 GSM 移动电话维修角度来看，如果是一部移动电话因更换组装天线而造成工作不正常，应首先检修高频元件是否损耗大或损坏，所以 GSM 移动电话生产厂家都禁止使用非原厂天线，这并不是为非原厂天线增益小，而是因为它不是高频模块的匹配负载。

另外，如果有一段高频电路的线路损坏，不能简单地用导线飞线过去（即不能用导线直接连接），否则电磁波能量就会通过这根飞线辐射到空间去，也就是说，这根飞线同时起到天线的作用，而输出到负载的能量就减弱了，从而降低了这部移动电话的灵敏度。

四、高频功率放大器分析

图 13-53 是高频功率放大器的基本电路。由图中可以看出，放大器集电极负载是由 L_3 、 C_2 组成的并联谐振回路，它调谐在载频的基波上。晶体管的基极没有正向偏置电阻，通过自给偏压电阻 R_c 加上反向偏压，使放大器工作在丙类状态。

放大器中，晶体管 VT 的集电极负载是 LC 并联谐振回路，回路调谐在输出信号的基波频率上，对基波的等效阻抗很大，而对谐波的阻抗很小，因此回路两端的输出电压几乎都是基波电压，其他频率成分（谐波成分）很少。这样，调谐放大器的输出电流虽然是失真很大的脉冲波形，但由于谐振回路的滤波作用，放大器仍能输出正弦波形电压。

从能量转换的角度解释 LC 回路的滤波作用更容易理解。谐振回路由可以储存磁能的电感线圈 L_3 和可以储存电能的电容器 C_2 组成。当晶体管导通时，由于通过集电极负

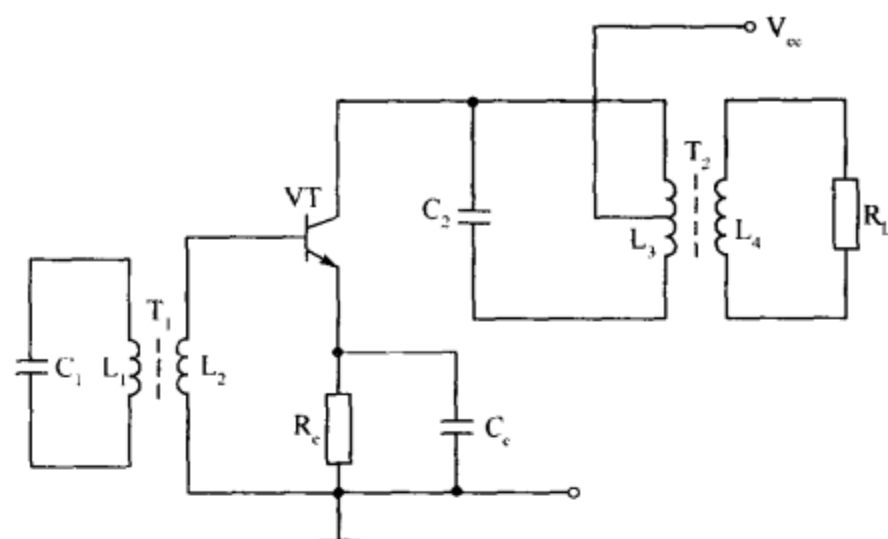


图 13-53 高频功率放大器基本电路

载 LC 回路中 L_3 的电流不能突变,输出的脉冲电流流过电容器 C_2 ,使 C_2 充电。 C_2 两端电压逐渐上升,电流逐渐减小,这时电感 L_3 中的电流逐渐增大。当晶体管截止时, C_2 对 L_3 放电, C_2 中的电能转变为 L_3 中的磁能。如此,晶体管按照输入信号的规律周期性导通、截止,电容、电感不断交换能量,形成等幅正弦振荡,振荡频率和 LC 回路的谐振频率相同,图 13-54 是高频功率放大器的电流、电压波形图。

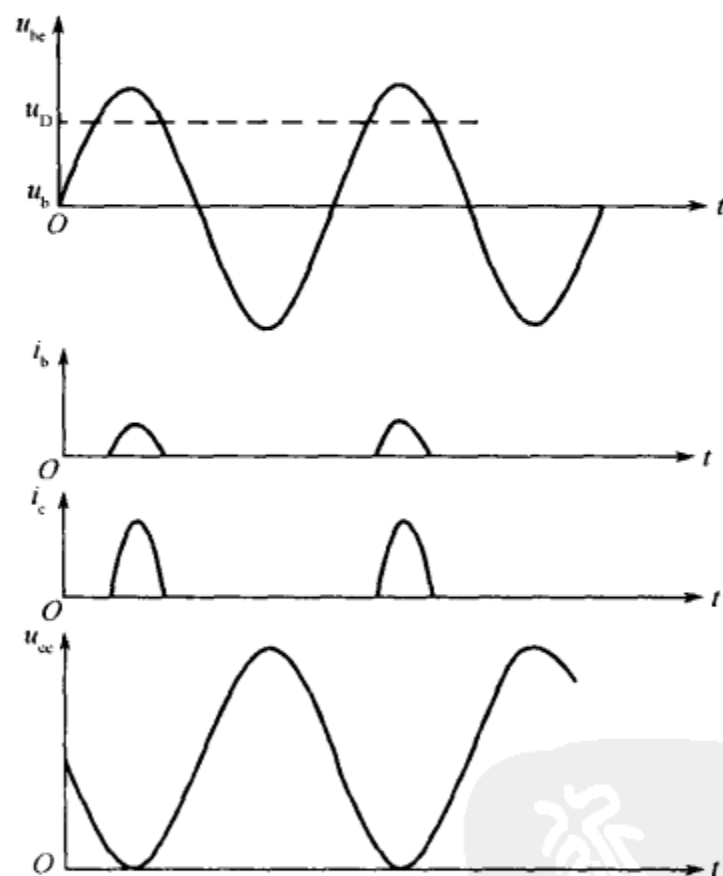


图 13-54 高频功率放大器的电流、电压波形图

图 13-55 是一种实用的高频功率放大电路,其工作频率是 $28\text{MHz} \sim 29.7\text{MHz}$ 。电路分为两部分,由 VT_1 和晶振等组成的电路,是产生 $28\text{MHz} \sim 29.7\text{MHz}$ 载频信号的石英晶体振荡器; VT_2 和 L_3 、 C_4 回路构成高频功率放大器。 T_1 是输入变压器, T_2 是输出变压器,它们的初级都是调谐式的,而且都调谐在选定的载频上, T_2 的次级 L_4 以天线回路为负载,放大的载频信号通过 T_2 的互感作用送给天线发射出去; C_1 、 C_3 、 C_5 是高频旁路电容; R_4 是 VT_2 的负偏压电阻; C_6 是高频滤波电容; L_5 是天线电感线圈,调整 L_5 的电感,可以使天线辐射功率最大。

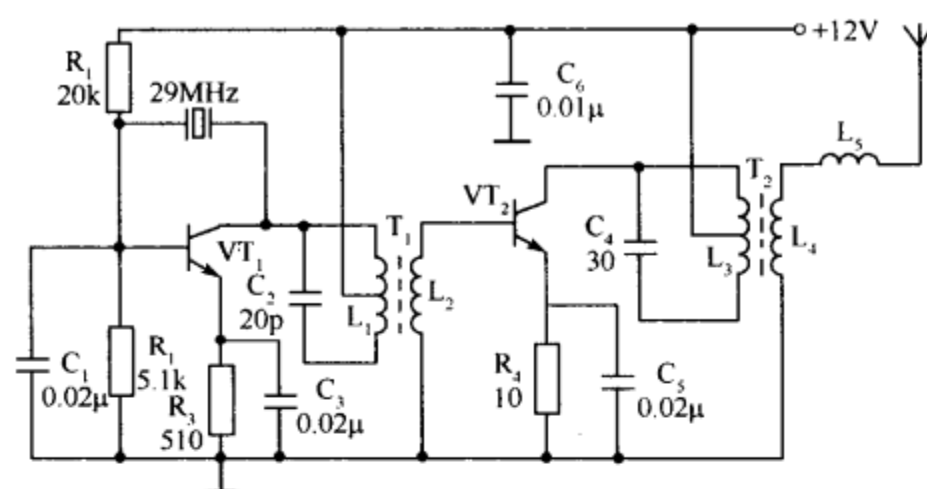


图 13-55 实用的高频功率放大电路

第十四章 混频器

所谓混频,就是将高频信号经过频率变换,变换成另一个固定的新的频率(中频)的过程。这种频率变换,通常是把已调高频信号的载波从高频变为中频,同时保持其调制规律不变。具有这种作用的电路称为混频器或变频器。混频器的应用极为广泛,不仅用于中波段超外差式接收机,还用于把短波段、调频波段、电视广播频段等变成中频(收音机中频为 465kHz,电视广播接收机图像中频为 38MHz,伴音第一中频为 31.5MHz)。另外,混频还用于微波中继通信及测量仪器中。本章主要首先阐述了混频器的组成及工作原理,然后介绍了常见混频电路,并对几种混频器的干扰作了简要分析。为便于读者对高频放大、混频、解调、低频放大等电路有一个全面的认识,本章的最后,以超外差式收音机电路为例,对整机电路进行了全面分析。

第一节 混频器概述

一、混频器的作用

为了能满足各种无线电设备的需要,有利于提高设备的性能,常常要将信号自某一频率变换成另一个频率,即混频。混频实际上是将两个不同的信号同时加到非线性器件进行频率组合,取出其差频或和频。由此可知,混频器在频域上起着减(加)法器的作用。例如,超外差式收音机就是把接收到的外来信号和收音机本身的振荡信号进行减法运算,取出其差频信号,变换成为 465kHz 的固定中频。由于中频信号比高频信号的频率低,有条件增加高频放大电路的级数,使远地电台的微弱信号也能获得足够的放大倍数,又不会产生高频自激振荡;又由于中频信号的频率不变,对不同频率电台的信号均能给出比较均匀的放大量,使接收灵敏度大大提高;再有,输入电台信号经过混频变为中频信号后,就可以在中频通道中顺利通过,从而避免了不需要的邻近频率的电台的窜入,从而提高了选择性和抗干扰能力。

根据设备的要求不同,混频后的输出频率既可以低于输入信号频率,也可以高于输入信号频率。在接收机中,混频器的输出信号频率常低于输入信号频率,并称它为中频,记作 f_i 。

图 14-1 是超外差式收音机混频电路的方框图,在超外差式收音机中,混频器将已调信号变为固定载波频率为 465kHz 的中频信号。本地振荡器是一个正弦波振荡器,它产生一个频率为 f_{LO} 的高频等幅信号 u_{LO} 。 u_{LO} 与接收到载波频率为 f_s 的某一电台信号 u_s 共同加到混频器上,混频后输出频率为 f_i 的中频信号 u_i ,再送至中频放大器进行放大。

超外差式收音机工作时不是在固定的单一频率上工作,而是具有一个工作频率范围,

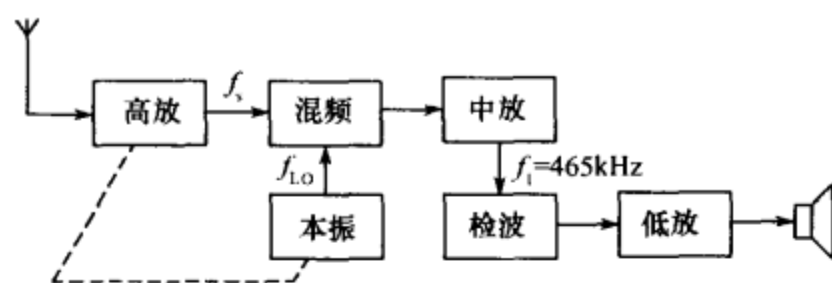


图 14-1 超外差式收音机方框图

即接收不同电台时的高频载波的频率是不同的,如中波段的收音机,其工作频率范围为 535kHz~1065kHz,因此,要使混频器输出 465kHz 的固定中频,除了要改变高频调谐放大器中回路的谐振频率(以便接收到高频载波信号)外,还应当相应地改变本机振荡频率,使本机振荡的频率始终保持比接收到的高频信号频率高 465kHz,这样,混频输出的中频频率便固定为 465kHz。

二、混频器的组成

图 14-2 是混频器的组成方框图。从图中可以看出,混频器包括非线性器件和滤波器两部分。如果这个非线性器件本身就产生本地振荡信号,即混频管兼做振荡和频率变换的双重功能,则这种频率变换电路叫变频器或称自激式变频器。变频器电路简单,在普及型收音机中广泛采用。但因混频管兼负二职,振荡与混频所要求的最佳工作状态不完全一致,只能折中选取工作点,因而降低了混频性能。如果非线性器件只进行频率变换,而本地振荡信号由专门的本振振荡电路产生,则这种频率变换电路叫混频器或称他激式变频器。一般来说,除高质量的接收机要求这两个功能分开,即有独立的本地振荡器和独立的混频器外,一般接收机,则往往将它们组合在一起。

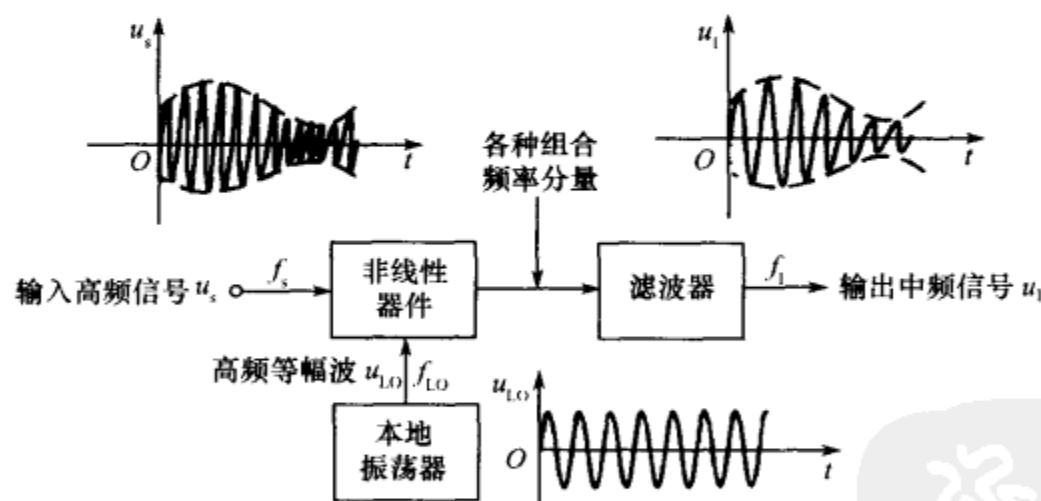


图 14-2 混频器的组成方框图

因为混频器与变频器在电路中的作用相同,所以时常把混频与变频、混频器与变频器不加以严格的区分,一般在分析时多采用混频这一术语。

非线性元件是混频器的核心,半导体二极管和半导体三极管在工作点较低时,特性曲线弯曲,都具有非线性特性,都可作混频器件使用。

在非线性元件的输入端,加有待变换的高频载波信号 u_s ,通常在高频信号的通道上都设有调谐在 u_s 载波上的调谐回路,目的是滤除其他高频信号,防止产生对混频的干扰。

本地振荡器产生的本地振荡信号(也可由混频管产生) u_{LO} 也加到非线性器件的输入端,这两个信号共同通过非线性元件实现混频。通常情况下,本振信号 u_{LO} 是个振幅比 u_s

大得多的等幅正弦波。它的频率叫做本振频率 f_{LO} ，一般都比高频信号载频 f_s 高一个中频 f_1 。

在非线性元件的后边，接着带通滤波器，兼做混频器的输出电路。在超外差式收音机中就是第一只中频变压器，严格地说，应该是整个中放级的通频带构成了混频器的滤波器通频带。在普通调幅或调频接收机中，一般都使带通滤波器的中心频率对准中频 f_1 ，并有一定的带宽，只允许中频 f_1 及其主要边频通过，而滤除多余的频率成分；否则将引起中频信号的失真或形成干扰。对于电视机，由于高频信号的发射制式不同，对滤波器的通频带另有特殊要求。

重点提示：从图 14-2 中可以看出，输入高频载波信号 u_s 为已调波，本地振荡器产生的是等幅波。通过混频器输出的仍为一调幅波，只是中间的载频已从 f_s 变为 f_1 ，频率降低了，而其包络不变，仍然与输入调幅波的包络一致。也就是说，通过混频器输出的调幅波没有改变其原有的信息内容。

三、混频器的工作原理

我们知道，调制频率为 F 的高频调幅波 u_s ，包含着载频 f_s 、上边频 $(f_s + F)$ 和下边频 $(f_s - F)$ 三个主要成分，并占据带宽为 $2F$ 。它的频谱图如图 14-3(a) 所示。这三个频率不同的正弦波与本机振荡电路的高频等幅正弦信号 u_{LO} 共同通过非线性元件时， u_{LO} 分别会与这三个正弦波作用，产生三个差频。 u_{LO} 和 u_s 载频成分的差频为 $f_{LO} - f_s = f_1$ 成为新的载频，即中频； u_{LO} 与 u_s 上边频成分的差频为 $f_{LO} - (f_s + F) = (f_{LO} - f_s) - F = f_1 - F$ ，形成新的下边频； u_{LO} 与 u_s 下边频成分的差频为 $f_{LO} - (f_s - F) = (f_{LO} - f_s) + F = f_1 + F$ ，形成新的上边频。这三个差频成分占据带宽也是 $2F$ 。它们的频谱图如图 14-3(b) 所示。这个频谱和以 f_s 为载频、 F 为调制频率的调幅波的频谱形状完全一样，说明变换后所得到的信号仅仅是变换了载频，并未改变其调制规律。也就是说，经过混频，高频调幅波已变成中频调幅波，实质上是把调幅波的频谱从高频位置搬移到了中频位置，各频谱分量的相对大小和相互间距并不发生变化，唯一的变化是载波的频率。

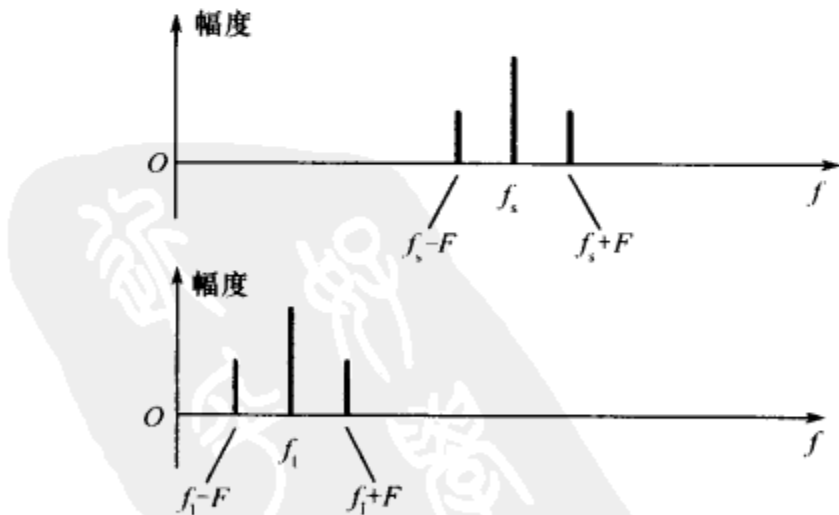


图 14-3 调频信号混频时的频谱

根据以上分析可知，我们可以在非线性元件的输出端并接一个并联谐振电路，调整谐振电路的参数使之谐振在差频 $f_{LO} - f_s = f_1$ 的频率上。这时谐振电路对该信号呈现最大阻抗，差频信号 $f_{LO} - f_s = f_1$ 在信号的输出端有最大信号输出，这样即可把差频信号取

出。对于其他频率的信号,由于它们远离 LC 并联谐振电路的谐振频率,所以与 LC 回路不发生谐振, LC 回路对它们的阻抗几乎为零,它们的输出也几乎为零。

重点提示:混频和调幅都是作频率变换,都是在输入两个频率不同的信号,在输出端得到两个输入信号的和频或差频,也就是在频域上都是起加法器或减法器的作用,同属频谱的线性搬移,仅仅在两个输入信号频率的间隔大小和输出所取的频率不同,所以功能不同。在调幅器中,输入信号,一个为高频 f_0 (载波信号),另一个为低频 F (调制信号),两个频率的差距很大,但是和频 $(f_0 + F)$ 和差频 $(f_0 - F)$,即上边频和下边频,相距很近,可以很方便地用滤波器将两个边频同时取出,如图 14-4(a) 所示。而在混频器中,输入的是两个高频,即高频载波信号 f_s 和 高频振荡信号 f_{LO} ,它们的间隔距离相对来说是比较小的,即相差一个中频 f_1 距离,而 f_s 、 f_{LO} 的和频 $(f_{LO} + f_s)$ 与差频 $(f_{LO} - f_s)$ 却相距很大,这便于用滤波器取出其中的一个分量。接收机中通常取差频分量,其频谱如图 14-4(b) 所示。

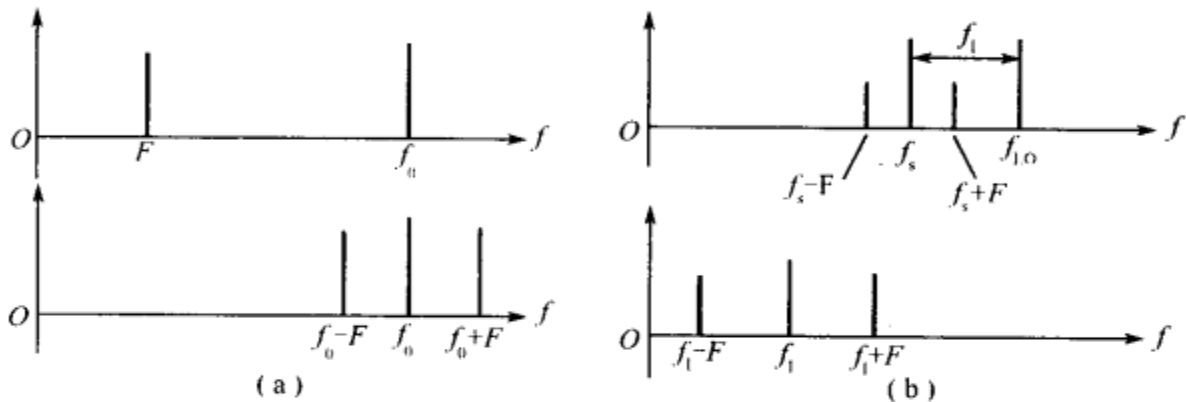


图 14-4 调幅与混频的频谱比较
(a)调幅; (b)混频。

四、混频器中频及振荡频率的选择

理论分析和实践表明,中频频率的高低直接影响着接收机的技术指标和制作的难易程度。我国规定,调幅广播收音机的中频为 465kHz;调频广播收音机的中频为 10.8MHz;电视接收机的图像中频为 38MHz,伴音中频为 6.5MHz。在调试接收机时一定要严格按照国家标准进行。接收机的中频 f_1 是固定不变的,根据 $f_1 = f_{LO} - f_s$ 或 $f_s = f_{LO} - f_1$,只有电台发送的高频信号载频 f_s 比本机振荡频率 f_{LO} 低一个中频时,才能参与混频,并变换成不失真的中频信号。为此,在中频 f_1 不变的情况下,改变本机振荡频率 f_{LO} ,就可以变换接收到的信号的频率。所以,接收机的本机振荡电路都是可调频率的正弦波振荡电路。

第二节 常见混频电路(混频器)

根据混频器所使用的器件不同,混频器可分为二极管混频器、三极管混频器、场效应管混频器、差分对管混频器、模拟乘法器混频器等。下面主要介绍二极管混频器和三极管混频器。

一、二极管混频器

晶体二极管的伏安特性曲线是非线性的,完全可以利用它作混频器件。二极管混频

器与三极管相比较,具有动态范围大,噪声小,组合频率分量少,结构简单和工作频率高等优点。采用肖特基二极管的混频电路,工作频率可高到微波频段。因此,二极管混频电路在高质量的各种接收机和测量仪器中得到了广泛的应用。但是二极管混频器也有一个重要的缺点,那就是没有混频增益(混频增益小于1)。下面主要介绍两种常见的二极管混频电路。

1. 二极管平衡混频器

在混频中,信号频率 f_s 与本振频率 f_{LO} 混合后经非线性变换,除产生需要的中频外,同时也产生许多其他组合频率。这些组合频率是产生组合干扰的根源。如果采用二极管平衡混频器,可大大减少噪声电压对混频器输出的干扰。图 14-5 是二极管平衡混频器的原理电路。图中,变压器 T_1 的次级和变压器 T_2 的初级都是中心抽头两边是对称的,两个二极管也是对称的。信号电压 u_s 经高频变压器 T_1 反向地加到二极管 VD_1 和 VD_2 上; T_2 是中频变压器,本振电压 u_{LO} 通过 T_1 、 T_2 两个变压器的中点同相地加在 VD_1 和 VD_2 上。经过二极管的非线性作用后,在变压器 T_2 的次级得到混频后的差频分量,经过选频回路的选择,即可获得中频输出。

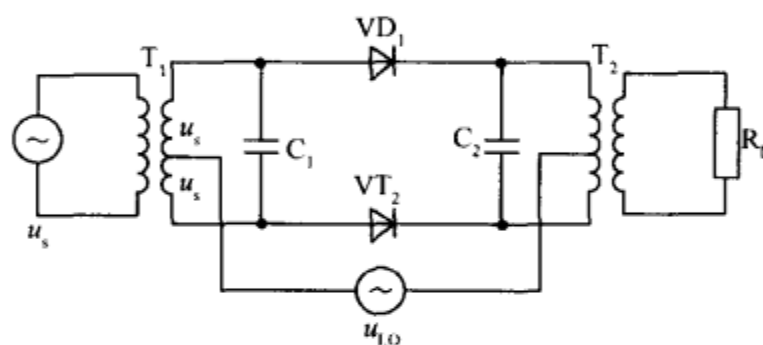


图 14-5 二极管平衡混频器

二极管平衡混频器的优点是使输出电流中的组合频率数目大为减少,从而减少了混频后的组合频率干扰和混频后的失真;其次是能降低混频器的噪声系数,这是由于本振中的噪声电压同相地加在两只二极管上,从而使输出电流中的噪声分别相互抵消的缘故。由于平衡混频器具有低噪声的优点,因而在微波通信机中广泛地被采用。

但必须指出的是,在实际电路中,要求二极管 VD_1 、 VD_2 和变压器 T_1 、 T_2 完全对称是不可能的。因此,在输出电流中,上述某些频率分量并不能完全被抵消。实际上,这些频率分量和所需要的中频分量相比只是增加了一定的衰减。为了使平衡混频器尽可能达到平衡,对二极管则要严格挑选配对,对高、中频变压器要求中点对称,只有这样才能获得比较满意的混频效果。

另外,二极管平衡混频器与二极管平衡调幅器是完全类似的。它们都是利用两个信号的相乘作用来实现的。其区别是:在混频器中,信号频率 f_s 与本振频率 f_{LO} 两者比较接近;而在调幅器中,载波信号频率 f_c 与调制信号频率 F 则相差很大。但是,两者的分析方法是相同的。

2. 二极管环形混频器

在混频时,为了进一步抑制由于非线性所产生的频率组合分量,可采用环形混频器。图 14-6 是环形混频器的原理电路。

电路中,本振电压从输入变压器 T_1 和输出变压器 T_2 的中心抽头加入。各电流、电

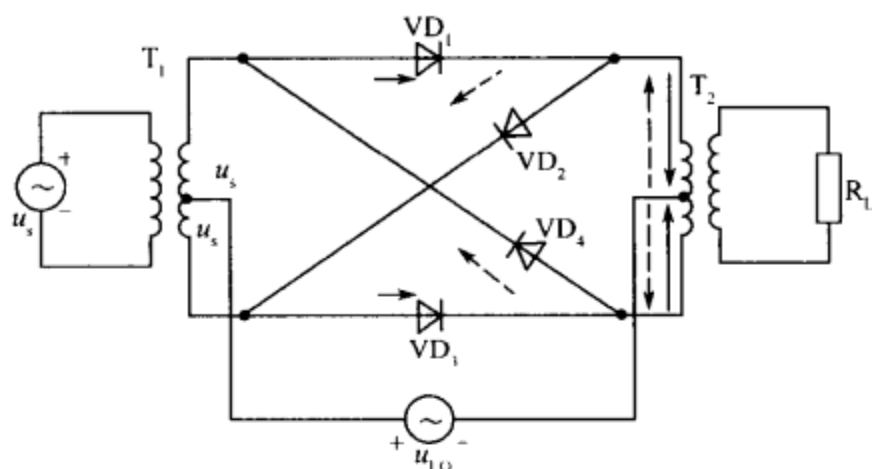


图 14-6 二极管环形混频器

压的极性如图所示。图中用实线箭头表示本振电压 u_{LO} 在正半周的电流方向；用虚线箭头表示本振电压 u_{LO} 在负半周的电流方向。从图中可看出，它相当于两个平衡混频器。

当本振电压在正半周时，二极管 VD_1 和 VD_3 导通， VD_2 和 VD_4 截止，此时，混频器相当于一只二极管平衡混频器；当本振电压在负半周时，二极管 VD_2 和 VD_4 导通， VD_1 和 VD_3 截止，此时，混频器也相当于一只二极管平衡混频器，只不过是两只二极管都反相连接。

理论分析和计算表明，二极管环形混频器的输出比二极管平衡混频器要大，频谱中的组合频率分量比二极管平衡混频器要少，所以二极管环形混频器在灵敏度和抑制干扰能力方面均比二极管平衡混频器更优越。

二、三极管混频器

晶体管混频器是把接收到的信号和本地振荡电压一起叠加在直流偏压上，以得到总的发射结电压，再利用晶体管的非线性作用，得到所需要的差频。由于晶体管混频器具有较高的混频增益，因此在中短接收机和测量仪器中已得到广泛的应用。

1. 三极管混频基本电路

晶体管混频器的电路有多种形式。一般按照晶体管组态和本地振荡电压注入点的不同，有如图 14-7 所示的四种基本电路形式。

图(a)和图(b)均为共射混频电路：其中图(a)表示信号电压由基极输入，本振电压也由基极注入；图(b)表示信号电压由基极输入，本振电压则由发射极注入。图(c)和图(d)均为共基混频电路：其中图(c)表示信号电压由发射极输入，本振电压也由发射极注入；图(d)表示信号电压由发射极输入，本振电压则由基极注入。

图 14-7(a)和图(b)电路应用较多，特别是在广播及电视接收机中。而图(c)和图(d)电路频率性好，多用在频率较高的调频接收机中。

这四种电路的共同点是，不论本振电压注入方式如何，实际上信号电压 u_s 与本振电压 u_{LO} 都是加在基极和发射极之间，并且利用集电极电流与输入电压之间的非线性关系来进行频率变换的。这四种电路组态有各自的优、缺点：

图 14-7(a)电路对本振电压来说是共射极电路，输入阻抗较大，在混频时，本地振荡电路比较容易起振，因此需要的本振注入功率较小，这是它的优点。但是，由于信号电压和本振电压都是从同一个极加入的，因此信号电压对本振电压有影响，本振频率往往受到信

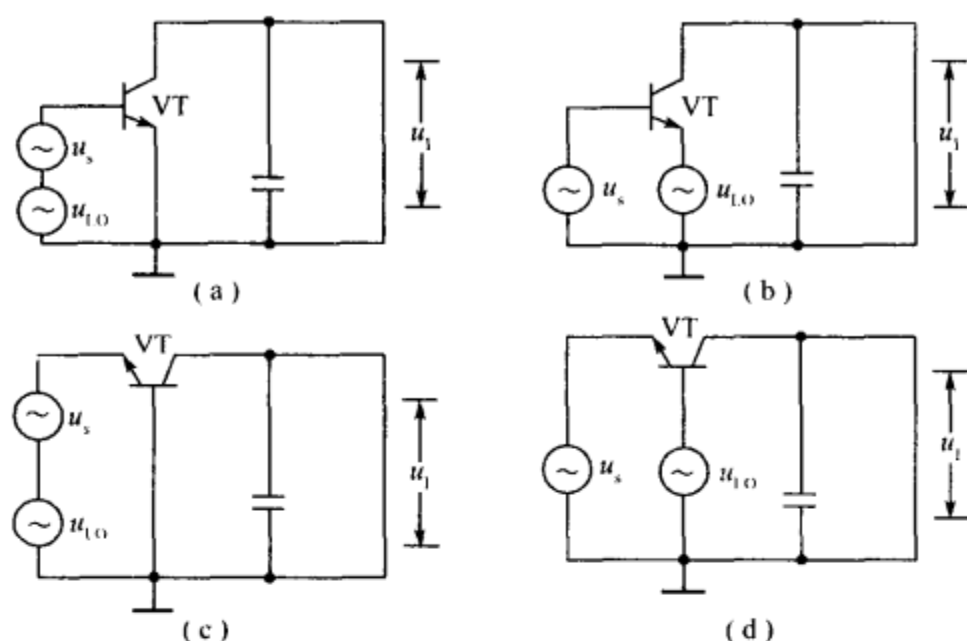


图 14-7 晶体管混频电路的四种基本电路形式

号频率的牵引,这是它的缺点。当 f_s 与 f_{LO} 的相对频差不大时,牵制现象比较严重,出现本振频率 f_{LO} 等于信号频率 f_s 现象,从而得不到中频电压输出,破坏了电路的正常工作。通常不采用此种电路。

图 14-7(b)电路的输入信号电压和本振电压分别从基极输入和发射极注入,所以相互影响小,不易产生牵制现象。同时,对于本振电压来说是共基极电路,其输入阻抗较小,不容易产生过激励,因此振荡波形好,失真小,这是它的优点。但是要求有较大的本振注入功率,这是它的缺点。不过,通常所需要注入的本振功率也只有几十毫瓦数量级,本振电路是完全能够提供的。因此,这种电路形式应用较多。

图 14-7(c)和图 14-7(d)这两种电路都是共基混频电路。和共发射极电路相比,当工作频率不高时,混频增益较低,输入阻抗也较低,需要注入的本振功率较大,因此,在频率较低时一般都不采用。但在高频端(几十兆赫)工作时却优于共发射极电路,因为共基电路的 f_α 比共发射极的 f_β 要高很多,所以混频增益较大。因此,在工作频率比较高的场合常采用这种电路。

重点提示:在三极管混频器中,本振电压加到混频管时应满足以下几点要求。

- ①本振电压加到混频管时,不能影响信号电压加到混频管上。
- ②本振回路与信号回路之间的耦合尽可能小,以免在调整过程中相互牵制,即在调整信号回路时,不影响本振回路,而在调整本振回路时,不影响信号回路。
- ③由于混频作用是在三极管的 b-e 结之间进行的,则要求 b-e 间的电路对中频分量应提供良好的电流通路,以免影响混频增益。

2. 三极管混频的工作原理

三极管混频电路是利用三极管的 b-e 结的非线性特性进行频率变换。混频时,作用在三极管 b-e 结上的本振电压 u_{LO} 幅度较大,为 80mV~200mV,比输入信号电压 u_s 大得多,也就是说,对三极管而言,本振电压 u_{LO} 为大信号,输入信号电压 u_s 为小信号。在一个大信号和一个小信号同时作用具有非线性特性的三极管 b-e 结时,本振电压 u_{LO} 使三极管的工作点进入非线性区,而输入信号电压 u_s 的工作点随大信号变化而变化。这样,三极管的集电极电流 i_c 中就会产生许多新的频率信号,如 u_s 的基波与谐波(f_s 、 $2f_s$ 、 $3f_s$ 、 \dots),

u_{iLO} 的基波与谐波 (f_{LO} 、 $2f_{LO}$ 、 $3f_{LO}$ 、 \cdots) 以及 u_s 与 u_{LO} 的基波、谐波和差频率分量。

由于负载回路调谐于 $f_{LO}-f_s$ 的差频上, 因此, 就可以取出所需的中频信号。

3. 三极管混频电路的应用

图 14-8 是一个典型的超外差式收音机的混频电路。三极管除完成混频外, 本身还构成一个变压器耦合自激振荡器, 以产生本地振荡信号。信号电压加至三极管的基极, 振荡电压注入三极管的发射极, 在输出调谐回路上得到中频电压。在三极管的发射极和地之间接有调谐回路, 谐振于本振频率 f_{LO} 。集电极和发射极之间通过变压器 T_2 的正反馈作用来完成耦合, 所以, 适当地选择 T_2 的匝数比和连接的极性, 就能够产生并维持振荡。 T_2 的初级线圈对中频阻抗很小, 不影响中频输出电压。

电路中, 电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 组成变频管的偏置电路。 C_7 为耦合电容。振荡回路的可调电容 C_2 和输入选择回路的可调电容 C_1 组成为同轴电容 (即双连电容), 保证本地振荡频率始终比输入回路谐振频率高 465kHz, 以达到跟踪调谐的目的。 T_3 为中频变压器, 和 C_8 组成选频网络, 作为三极管集电极的负载, 选出中频信号后再通过 T_3 的次级线圈耦合到下一级中放电路。

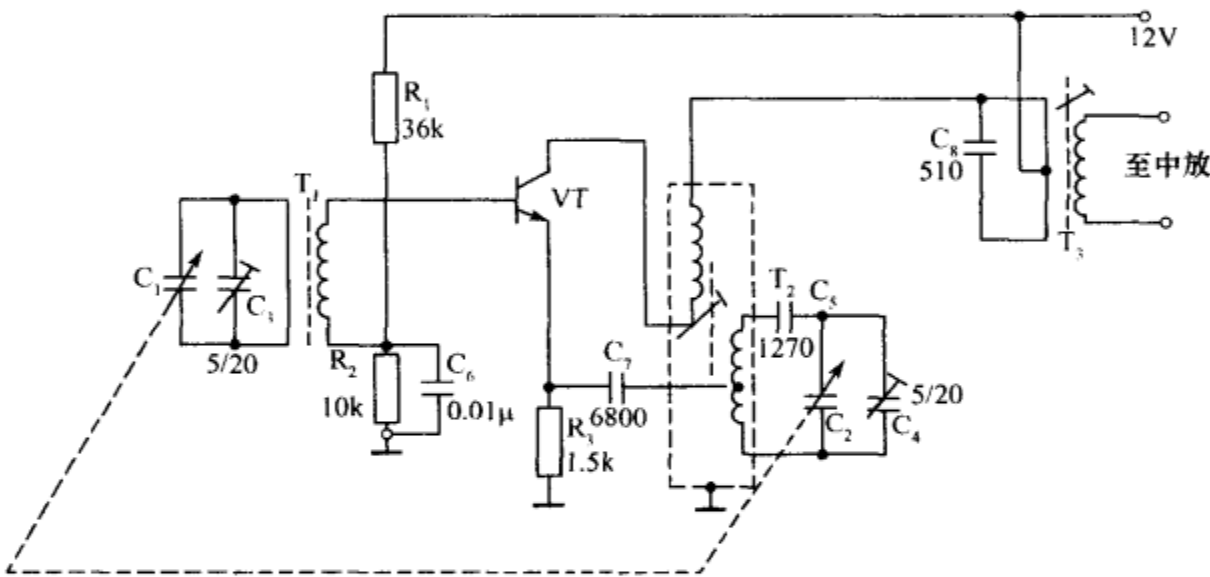


图 14-8 超外差式收音机的混频电路

图 14-9 是电视机中的典型的混频器电路。从高频放大器输入的高频信号经双调谐电路耦合, 加到混频管 VT 的基极。为了减小信号和本振间的互相影响, 本振耦合电容 C_8 取得较小。该电路中, 高频信号和本振信号都是直接加到混频管的基极, 而混频管的发射极对高频来说是接地的。

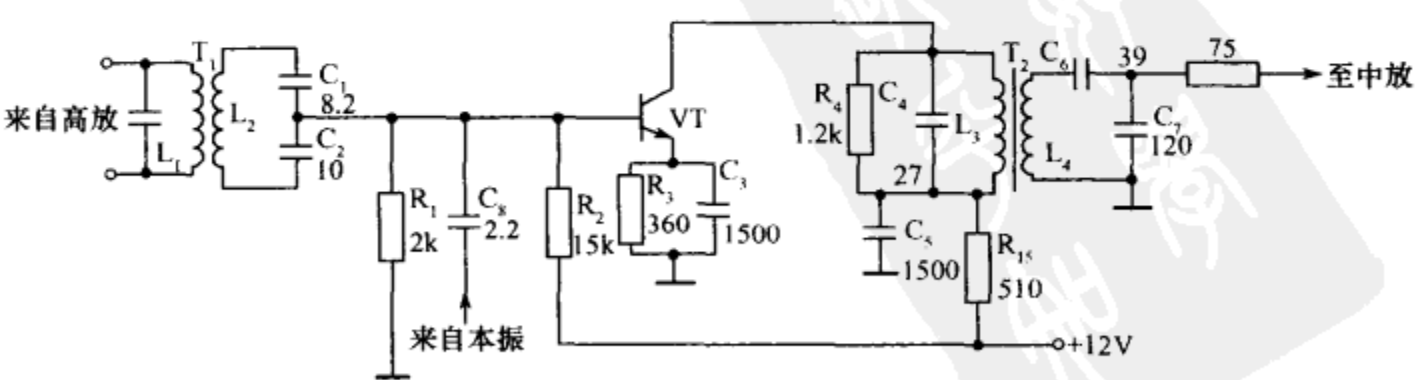


图 14-9 电视机混频电路

为使输出电路在保证带宽内具有良好的选择性,并与中频放大器的阻抗相匹配,混频器输出多采用双回路耦合电路(即图 14-9 中 L_3 、 C_4 、 L_4 、 C_6 、 C_7 所组成的回路)。在初级回路中并联电阻 R_4 ,其作用是降低回路的 Q 值,改变混频器输出频率特性曲线的顶部不平度。

R_1 、 R_2 是混频管的基极偏置电阻, R_3 和 C_3 是发射极偏置电阻和旁路电容, R_{15} 、 C_5 组成电源去耦滤波电路。

重点提示:三极管混频器的主要优点是具有一定的混频增益。但也存在一些缺点,主要有:

①动态范围小。由于三极管混频器的动态范围小,则当信号电压较大时,就会产生非线性失真。

②组合频率干扰严重。这是由于三极管混频器的混频是利用三极管的非线性作用进行的,这样在产生有用的中频分量的同时,也产生出许多其他的组合频率分量,引起组合频率干扰。

③噪声较大。这是由于三极管混频器不能消除振荡器带入的噪声。

第三节 混频器的干扰

混频器能使其性能改善的同时,又会给接收机带来一些特有的干扰,常称为混频干扰。这些干扰是由于混频器的非线性所引起的。我们知道,混频器的输出端只允许有输入信号与本振信号混频得出的有用的中频分量 $f_1 = f_{LO} - f_s$,并可通过选频网络选出。实际上,还有许多其他无用信号或干扰信号,这些无用信号或干扰信号也会经过混频器的非线性作用而产生另一些中频分量(或频率接近于中频分量)。我们把这些无用信号或干扰信号所产生的中频称为无用中频。中频放大器对这些无用中频分量没有抑制能力,因此,无用中频和有用中频同时送到放大器并得到放大,同时进入检波器进行检波。在收听到有用信号的同时,也能听到了干扰信号。

在实际电路中,能否形成干扰要看以下两个条件:一是是否满足一定的频率关系;二是满足一定频率关系的分量的幅值是否较大。混频干扰的形式较多:有组合频率干扰、副波道干扰、交调干扰、互调干扰、阻塞干扰等。下面简要进行介绍。

一、组合频率干扰

1. 组合频率干扰形成的原因

组合频率干扰是由混频电路的非线性造成的。当输入高频信号与本振信号同时输送给混频电路时,由于混频电路的非线性特性。在其输出电流中,除了我们需要的中频($f_{LO} - f_s$)外,还会有一些谐波频率和组合频率。例如, $2f_{LO}$ 、 $2f_s$ 、 $3f_{LO}$ 、 $3f_s$ 、 $(2f_s - f_{LO})$ 、 $(3f_s - f_{LO})$ 、 $(2f_{LO} - f_s)$ 、 $(3f_{LO} - f_s)$ 等。上列组合频率中,若远离中频 f_1 ,则混频的负载回路就可将其滤除;而其中有接近中频 $f_1 = f_{LO} - f_s$ 的组合频率,它们就会通过中频放大电路与正常的中频一起放大,并加到检波器上,通过检波器的非线性作用,这个接近中频的组合频率与中频 f_1 产生差拍检波,输出差拍信号,这个差拍信号是声频,通过扬声器发出啸叫声。

例如,超外差式收音机的中频 f_1 为 465kHz,若收到频率 f_s 为 931kHz 的电台信号,

这时本振频率为 $f_{LO} = f_s + f_1 = 931 + 465 = 1396 \text{ kHz}$ 。由于混频管的非线性作用,产生了许多组合频率分量,其中之一是 $2f_s - f_{LO} = 2 \times 931 - 1396 = 466 \text{ kHz}$,它与中频 465 kHz 很接近,并落在中频放大的通频带内,中频谐振回路无法将它滤除。因此,经中频放大器加到检波器上去以后,在检波器中与频率为 465 kHz 的有用中频信号产生差拍检波,产生 $466 - 465 = 1 \text{ kHz}$ 的啸叫声。

一般情况下,信号与本振的组合频率为

$$f_{pq} = \pm p f_{LO} \pm q f_s$$

式中: p, q 为正整数或零,它们分别代表本振频率和信号频率的谐波次数。

当上式满足以下关系:

$$f_{pq} = \pm p f_L \pm q f_s \approx f_1$$

也就是

$$f_{pq} = \pm p f_{LO} \pm q f_s = f_1 \pm F$$

组合频率 f_{pq} 就以干扰的形式进入中频放大电路放大,并与中频产生差拍检波,输出频率为 F 的声频信号,在扬声器中产生啸叫声。

2. 减小啸叫干扰的措施

啸声干扰是由接收到的信号基波(或其谐波)与本振信号的各次谐波组合而形成的,与外来干扰无关,所以不能靠提高前端电路的选择性来抑制。只有靠减少形成干扰点的数目并降低干扰的阶数的办法来减小这种干扰的影响。减小干扰的主要措施如下:

①合理选择中频频率。因为,当中频频率固定后,在一个频段内的干扰点就确定了。若能合理选择中频频率,就可大大减少组合频率干扰点的数目。

②合理选择混频器件的静态工作点以及本振电压的大小,以避免混频管工作在强非线性区,减少组合频率分量;另外,还要求本振电压为纯正弦波,以减少谐波分量。

③采用合理的电路形式(如平衡电路、环形电路、乘法器等),从电路中抵消一些组合频率分量,减少干扰点。

二、副波道干扰

上面所讨论的组合频率干扰是指没有外来干扰信号时,由于混频器的非线性,对信号频率和本振信号频率的不同组合而产生的干扰。若有外来干扰信号作用于混频器的输入端,如果这个干扰信号能够通过混频器变换为中频,那么这个干扰信号就称为副波道干扰,或称寄生通道干扰。例如,接收机在接收有用信号时,某些无关电台信号也能被同时接收到,这是由于这些无关电台信号与本振电压产生假中频而形成的副波道干扰。其表现为串台,还有可能伴随着啸叫声。

若干扰信号频率为 f_N ,理论分析表明,干扰信号能够成为副波道干扰频率的条件为

$$f_N = \frac{p}{q} f_{LO} \pm \frac{1}{q} f_1$$

把 $f_{LO} = f_s + f_1$ 代入上式得

$$f_N = \frac{p}{q} f_s + \frac{p \pm 1}{q} f_1$$

凡能满足上式的外来信号都可能形成副波道干扰。这类干扰主要有中频干扰、镜像干扰和其他副波道干扰。

1. 中频干扰

由式 $f_N = \frac{p}{q}f_s + \frac{p \pm 1}{q}f_1$ 可知,若有一个强干扰,对应于 $p=0, q=1$ 时的通道,此时 $f_N = f_1$,即干扰信号频率等于中频频率,此种干扰称为中频干扰。当接收机的前端选择性不好,且干扰频率等于或接近接收机的中频频率时,对于中频干扰来说,混频器实际上成了中频放大器,也就是说,此干扰信号不经过变频,而是通过混频器进入各级中频放大器放大后加到检波器的输入端,差拍检波后形成啸叫声,也可能听到干扰信号的原调制信号。

为了抑制中频干扰,主要的方法是提高接收机前端电路的选择性,以降低加在混频器上的干扰信号电压值。如广泛地采用在天线电路中加中频陷波电路,如图 14-10 所示。

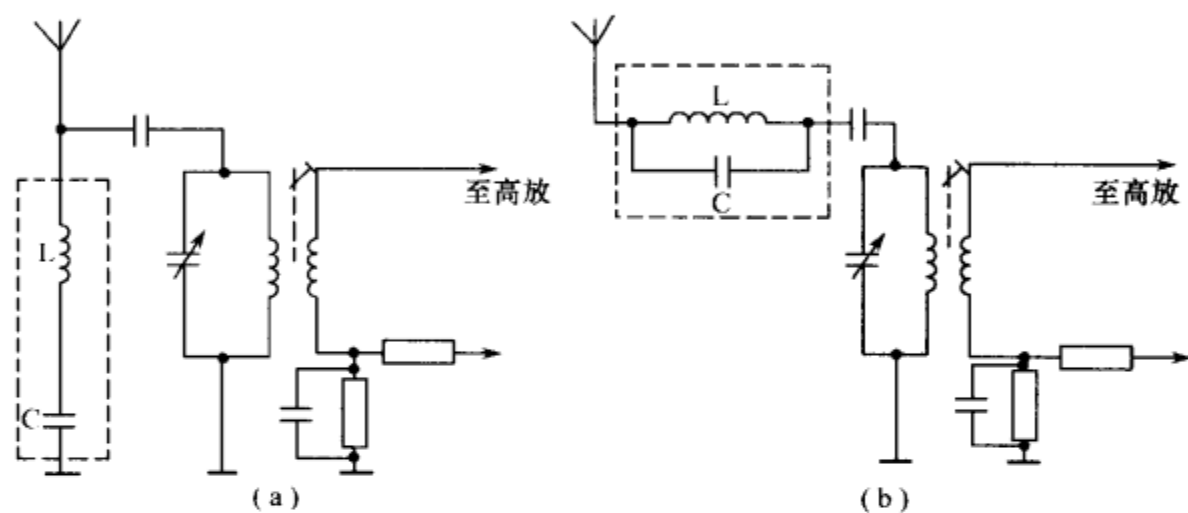


图 14-10 中频陷波电路

(a)串联式;(b)并联式。

图中,LC 组成中频陷波电路,调谐在中频频率上。图(a)为串联谐振式 LC 陷波电路,它将中频干扰信号短路掉。图(b)为并联式陷波电路,它对中频干扰信号衰减很大。此外,要合理选择中频频率数值,中频要选在波段之外。如调幅收音机的中频选取为 465kHz,在中波波段 535kHz~1605kHz 之外,电视图像中频为 38MHz,在第一频道之外等。

2. 镜像干扰

由式 $f_N = \frac{p}{q}f_s + \frac{p \pm 1}{q}f_1$ 可知,还有另外一个强干扰,对应于 $p=q=1$ 时的通道,此时 $f_N = f_s + 2f_1 = f_{LO} + f_1$,此干扰信号频率 f_N 比本振信号频率 f_{LO} 高一个中频 f_1 ,而通常信号频率 f_s 比本振频率 f_{LO} 低一个中频频率 f_1 。这个干扰信号频率 f_N 与有用信号频率 f_s 相对于本振频率 f_{LO} 来说,恰好成镜像对称关系,所以把这种干扰频率叫做镜像频率,把这种干扰称为镜像干扰。

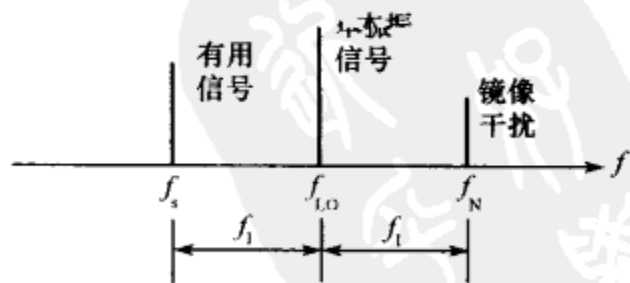


图 14-11 镜像干扰的频率关系

若接收机前端选择性不好,则镜像频率干扰信号也会进入混频器,它与本振信号产生中频($f_N - f_{LO} = f_1$),这个干扰的中频信号与有用的中频信号在检波器中产生差拍后形成啸叫声,或听到镜像频率干扰信号的原调制信号。

混频器对于 f_s 和 f_N 的混频作用是完全相同的(都取差频),所以混频器对镜像干扰无任何抑制作用,抑制镜频干扰的主要措施是提高混频器前端电路的选择性,以降低加到混频器输入端的镜像干扰信号电压,如加镜频吸收回路。

三、交叉调制干扰

在使用接收机接收电台信号时,也许会遇到这样的现象:当接收机调谐在有用信号频率上时,可以清楚地听到干扰电台的声音;而当接收机对有用电台的信号失谐时,则干扰信号的声音也减弱;如果这个有用电台信号消失,则干扰信号同时消失。这种干扰信号与有用电台信号同时作用在接收机输入端,好像是干扰电台的声音调制到欲接收电台信号的载频上,这种现象称为交叉调制干扰,又称为交调失真。

交叉调制干扰的实质是,一个已调的强干扰信号与有用信号同时作用于混频器,通过混频三极管的非线性作用,将干扰的调制信号转移到有用信号的载频上,然后再与本振混频得到中频信号,从而形成干扰。若接收机前端电路选择性不好,使有用信号与干扰信号同时加到混频器,如果这两种信号都是用音频调制的,则会产生交叉调制现象。

交叉调制干扰的产生,与有用信号频率和干扰信号频率无关。也就是说,无论有用信号频率与干扰信号频率相差多远,只要有有用信号与干扰信号同时作用在接收机前端电路,而且强度足够大,就有可能产生交叉调制干扰。交叉调制干扰一旦产生,则中频回路无法将其滤除掉,所以交叉调制干扰是一种危害性较大的电台干扰形式。

抑制交叉调制干扰的措施有两条:一是要提高前端电路的选择性,以降低加到混频器上的干扰信号的幅值;二是适当选择晶体管工作点的电流,使交叉调制系数减至最小;三是在电路上采用交流负反馈的方法,使晶体管的特性曲线更平直,减小非线性特性。

四、互相调制干扰

若接收机前端电路的选择性不好,可能会有两个(或两个以上)干扰信号从接收机的输入端加到混频级。由于混频器的非线性作用,引起这两个干扰信号之间的相互混频,产生出一种与有用信号频率相近的新干扰信号,并与有用信号一起通过中放,经检波器差拍检波,产生干扰,这就是互相调制干扰。例如,当接收 2.4MHz 有用信号时,另有两个干扰电台,一个干扰电台的频率为 1.5MHz,一个是 0.9MHz,它们的和频也是 2.4MHz,这个干扰信号就是互调干扰信号,中频回路无法滤除,将产生啸声。除了 2.4MHz 的互调干扰分量外,这两个电台还会产生其他的互调干扰分量,例如, $2 \times 1.5 + 0.9 = 3.9\text{MHz}$, $2 \times 1.5 - 0.9 = 2.1\text{MHz}$, $2 \times 0.9 + 1.5 = 3.3\text{MHz}$, $2 \times 0.9 - 1.5 = 0.3\text{MHz}$ 等。它们可能对不同的接收频率产生干扰。

抑制互相调制干扰的措施:一方面,因为干扰信号频率与有用信号频率相差较大,所以可以用提高接收机输入电路选择性方法来减小加到混频器的干扰信号电压;另一方面要选择合适的工作点,以减小晶体管的非线性特性。

五、包络失真与阻塞干扰

强信号阻塞干扰是强干扰信号与有用信号同时加入混频电路时,强干扰信号会使混频管进入饱和区或截止区,使得输出的中频信号几乎不随输入信号的变化而变化,出现了类似

限幅的情况。这样,人们就无法获得调幅信号的包络信息,听不到声音,看不到图像。强信号阻塞是由晶体管非线性产生的,若采用场效应管可以扩大动态范围,使阻塞现象消除或削弱。

在接收机中,强干扰阻塞的产生及阻塞的程度,除了与干扰信号的强度有关外,还与干扰信号的频率接近于信号频率的程度有关。在一定的干扰强度下,若干扰频率远离信号频率,则由于放大器和混频器的前端电路具有选择性,使实际加到它们输入端的干扰被衰减,阻塞可能很小。显然,在干扰强度及干扰频率与信号频率之差一定时,放大器和混频器前端电路的选择性越好,产生阻塞干扰的可能性就越小。

重点提示:混频器中减小非线性失真的措施。

通过以上对各种干扰所引起的非线性失真的讨论,我们可以看到,各种非线性失真都是由于器件的非线性这一内因通过信号或强干扰这一外因的作用而引起的。为了减小各种非线性失真,可以从引起非线性失真的内因和外因两方面着手。从产生非线性失真的内因方面考虑,主要措施如下:

①采用具有平方律特性的器件,例如场效应管,这是最有效的措施。

②适当选择晶体管的静态工作点。

③采用扩大混频器线性范围的措施,例如,在发射极电路中增加一个串接电阻(或者把原来的发射极的直流反馈电阻两端的旁路电容去掉),以引入高频交流负反馈。

从产生非线性失真的外因方面考虑,主要措施如下:

①适当采用自动增益控制电路,以防止信号或强干扰信号进入三极管特性的饱和区,避免引起严重的阻塞现象。

②提高前端电路的选择性,以减小加到非线性器件上的各种干扰的强度。

③合理分配接收机中各级电路的增益,通常较有效的做法是压低前端电路的增益。

第四节 超外差收音机整机电路分析

图 14-12 是超外差式收音机电路原理图,它主要由输入回路、变频级、中放级、检波级、低放级、功率输出级和 AGC 电路组成。电路中,由于采用了 7 只三极管,因此,也称为 7 管收音机。其中 VT_1 为变频三极管, VT_2 、 VT_3 为中频放大三极管, VT_4 、 VT_5 组成直接耦合前置低频放大器, VT_6 、 VT_7 组成 OTL 低频功率放大器。该机的主要技术指标如下:

①频率范围 中波 525kHz~1605kHz。

②中频 465kHz。

③灵敏度 小于 1mV/m。

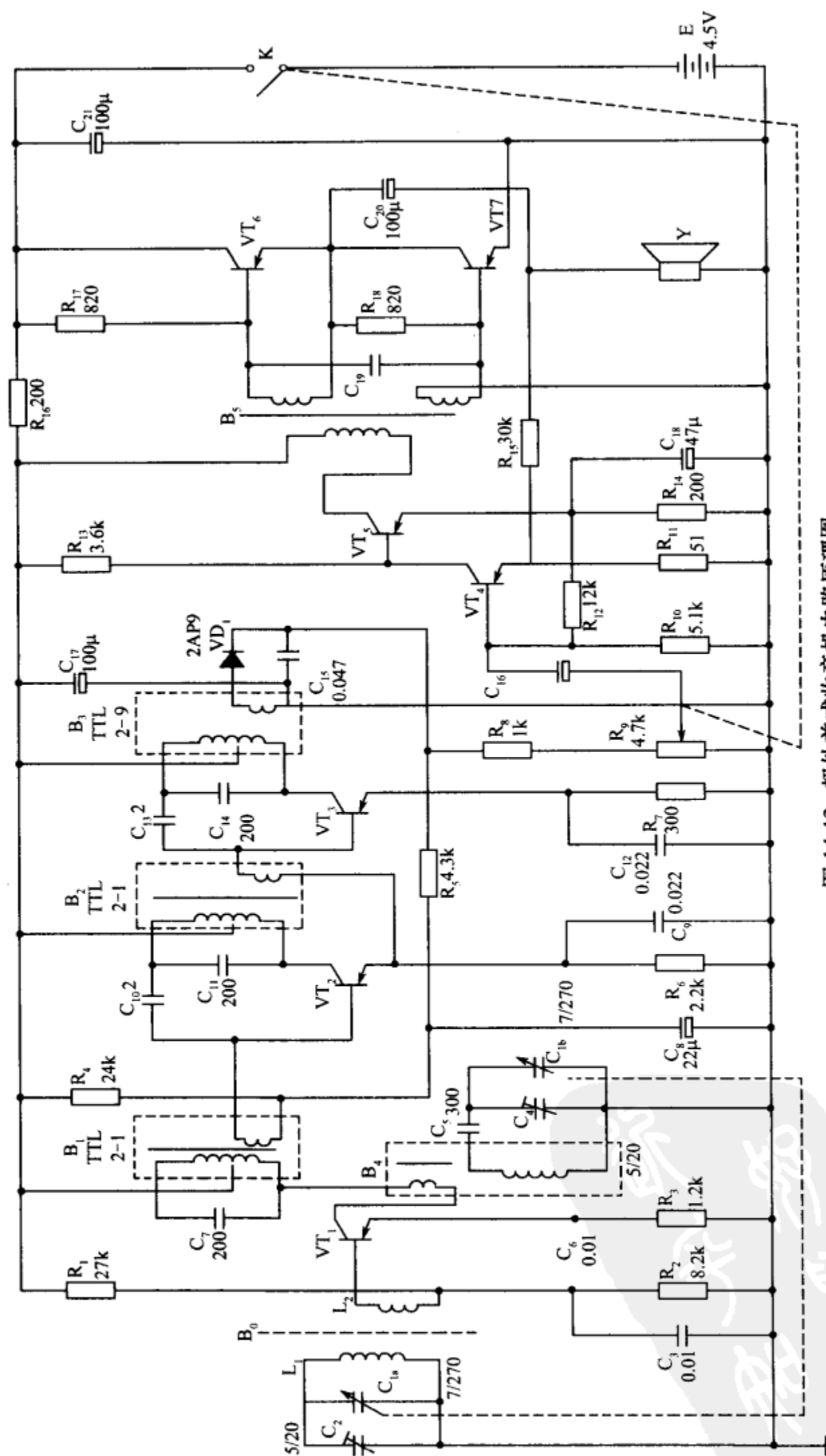
④选择性 大于 16dB。

⑤输出功率 额定大于 100mW,最大大于 200mW。

⑥电源 4.5V。

一、输入回路

输入回路是收音机的“大门”,从广播电台传来的高频信号到达收音机,首先碰到的是输入回路。收音机输入回路由可变电容器 C_{1a} 、微调电容 C_3 和输入调谐线圈 L_1 组成,这是一个 LC 串联调谐回路,其作用是从天线接收到的许多频率的信号中,选择出欲收听的



电台信号。被选出的电台信号,再由 L_2 耦合到第一级晶体管 VT_1 的基极。

输入回路选择电台信号的原理是:当不同频率的电磁波(即不同电台的信号)在输入回路中感应出不同回路的电动势时,如某电台的信号频率与输入调谐回路的谐振频率 f_0 ($\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$,可变电容在某位置时)相同,则在回路中产生谐振,回路电流最大,在线圈 L_1 上产生的压降也最大,经 L_1 、 L_2 耦合送入晶体管 VT_1 基极的电压也最大;而其他不符合谐振回路谐振频率的电台信号,在 L_1 上产生的压降很小,送入晶体管基极的信号电压也就很微弱,可以认为被输入回路抑制掉了。改变双连可变电容器 C_{1a} 可获得不同的谐振频率,也就可选择出不同的电台信号。

晶体管收音机输入回路广泛采用磁性天线。将输入调谐回路的线圈 L_1 和 L_2 绕在磁棒上就构成了磁性天线。磁棒一般用磁导率较高的铁氧体材料,以集聚磁力线,增强感应电势,提高选择性; L_1 和 L_2 的圈数比必须选合适,以使收音机获得较好的灵敏度和选择性。一般 L_1 取 60 匝~80 匝, L_2 为 L_1 的 1/10 左右。

磁性天线有较强的方向性,一般中、短波电台发射的是垂直极化波,其交变磁场是水平方向的,只有磁棒的轴线与电磁波传播的方向垂直,且与交变磁场的水平面平行时穿过线圈的磁力线才最多,产生的感应电势才最大。

对输入回路的要求:要有良好的选择性,即选择出欲接收电台信号,抑制邻近电台信号的能力要强;要有足够的频率范围,即输入回路要能调谐到所需接收的整个频段内的各个电台信号,频率范围又称频率覆盖,且用频率覆盖系数来表示,它定义为频段中最高频率与最低频率之比,即

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$$

在中波段, $f_{\max} = 1605\text{kHz}$, $f_{\min} = 535\text{kHz}$, 故 $K_f = \frac{1605}{535} = 3$, 可变电容 C_{1a} 的变化范围要满足此要求。

二、变频电路

来自 L_2 经输入调谐回路选择的信号电压一端接 VT_1 的基极,同时,来自本机振荡回路的本机振荡信号由本振线圈次级抽头输出,经电容 C_6 耦合后注入 VT_1 的发射极;本机振荡信号的另一端经地由 C_3 耦合到 L_2 的一端,并经 L_2 送 VT_1 的基极。由于 L_2 线圈只有几匝,电感很小,它对本机振荡信号的感抗可忽略不计。因此,可认为由 C_3 耦合的本振信号是直送 VT_1 基极,这样在 VT_1 的发射结同时加有两个信号,它们的频率分别为 $f_{\text{振}}$ 、 $f_{\text{外}}$,只要适当地调整 VT_1 的上偏置电阻 R_1 ,使 VT_1 的发射结工作在非线性区(这时对应 VT_1 集电极电流 I_C 为 $0.4\text{mA} \sim 0.6\text{mA}$),则 $f_{\text{振}}$ 、 $f_{\text{外}}$ 信号经 VT_1 混频放大后将由集电极输出各种频率成分的信号,由 T_1 中频变压器初级绕组与 C_7 组成的 465kHz 并联谐振电路,选出 465kHz 中频信号,并将之经中频变压器耦合至次级绕组,输出送中频放大电路进行中频信号放大处理。

在本机振荡回路中,可变电容 C_{1b} 两端并接一个微调电容器 C_4 ,它的主要作用是调整收音机波段高端的覆盖范围,其功能与输入调谐回路中的 C_2 一样。收音机波段低端的覆盖范围调整是调节 B_1 本机振荡线圈的磁芯,当将 B_1 中的磁芯越往下旋(用无感螺丝刀顺时

针转动磁芯),线圈的电感就越大,这时本机振荡频率就越低,对应接收的信号频率也越低。

在本机振荡回路中还串联一个电容器 C_5 ,我们称之为垫整电容,它的容量为 300pF 。从本机振荡谐振回路可以看出,当双连可变电容全部旋出时,这时收音机对应接收波段频率的高端,对应电容器的容量为十几皮法,这时,作用于并联谐振回路的等效电容是 C_4 与 C_{1b} 并联,然后再与 C_5 串联。由于 C_4 、 C_{1b} 的电容是十几皮法的数量级,而 C_5 的电容是几百皮法数量级,因此,串联后的电容约等于 C_4 、 C_{1b} 的并联电容,这说明对应接收波段频率高端 C_5 在电路中的作用可忽略不计。当双连可变电容器全部旋进时,这时对应收音机接收波段频率的低端,对应电容约 270pF ,这时作用于并联谐振回路的等效电容为 C_4 与 C_{1b} 并联,然后再与 C_5 串联,由于 C_{1b} 与 C_5 的电容为相同数量级,一个为 270pF ,另一个为 300pF ,所以串联后的等效电容约为 142pF ,这说明电容器 C_5 接入本机振荡回路对收音机接收波段低端频率有影响。那么为什么要在本机振荡回路串接电容 C_5 呢? 我们知道,本机振荡频率始终要比外来信号频率高 465kHz 。由于采用了等容量的双连可变电容器同时来调节输入调谐回路的谐振频率和本机振荡电路的本振频率,因此,要求当双连可变电容器旋转 180° 时,输入调谐回路的谐振频率变化为 $535\text{kHz}\sim 1605\text{kHz}$,最高频率是最低频率的 3 倍;本机振荡电路的振荡频率变化是 $1000\text{kHz}\sim 2070\text{kHz}$,最高频率是最低频率 2 倍。显然,同轴变化的等容双连可变电容器要使两个相互独立的谐振回路,一个谐振回路频率变化为 3 倍,另一个谐振回路频率变化为 2 倍,这种要求是做不到的。因此,若保证波段高端本机振荡频率高于外来信号频率 465kHz ,就无法使波段低端本机振荡频率高于外来信号频率 465kHz ,所以在本机振荡回路中串入垫整电容器,它将使双连可变电容器全部旋入时,本机振荡回路的电容最大值显著减小,这就提高了本机振荡回路的最低振荡频率,使双连可变电容器旋转 180° 时,输入调谐回路的谐振频率变化为 3 倍,本机振荡电路的频率变化约为 2 倍,从电路上保证在整个接收波段范围内都有 $f_{\text{振}} - f_{\text{外}} = 465\text{kHz}$ 。若收音机采用差容双连电容器,在本机振荡回路中就不需要使用垫整电容器 C_5 。

三、中频放大电路

中频放大电路的主要任务是放大来自变频级的 465kHz 中频信号。收音机的灵敏度、选择性等技术指标主要取决于中频放大器,一般收音机的中频放大倍数要达到 1000 倍(增益 60dB),因此,中放三极管的放大倍数 $\beta \approx 70$ 。 β 值不能取得太高;否则将引起中频放大器自激啸叫。

图 14-12 中, B_1 、 B_2 和 B_3 分别是第一中频变压器、第二中频变压器和第三中频变压器,它们都是单调谐中频变压器,初级绕组分别与电容器 C_7 、 C_{11} 、 C_{14} 组成并联谐振电路,谐振频率为 465kHz 。由于并联谐振回路对谐振频率的信号阻抗很大,对非谐振频率的信号阻抗较小,所以中频信号在中频变压器的初级线圈上产生很大的压降,并且耦合到下一级放大,对非谐振频率信号压降很小,几乎被短路(通常说它只能通过中频信号),从而完成选频作用,提高了收音机的选择性。

来自变频管 VT_1 集电极的中频信号,经 B_1 选频后,由 B_1 次级绕组输出,送往 VT_2 的基极,经 VT_2 放大后由集电极输出,并再经 B_2 选频,进一步滤除非中频信号后由 B_2 次级绕组耦合输出。同样, B_2 输出的中频信号经 VT_3 再一次放大后由集电极输出,送往 B_3 中频变压器。来自 VT_3 集电极已经过两级中频放大的中频信号,经 B_3 再一次选频后,由

B₃ 次级绕组输出,送往检波电路进行解调处理。

在上述的两级中频放大电路中,第一中频放大三极管的集电极电流一般在 0.5mA~0.6mA 之间。第二中频放大电路的输入信号较大,故必须使第二中频三极管工作在线性区,以得到最大增益而又不发生饱和失真现象,一般选集电极电流在 1mA 左右。

在中放电路中,由于三极管的集电结存在着结电容,它有可能将放大后的中频信号从三极管内部集电极反馈到基极,使中频放大器寄生振荡,产生啸叫。为了消除极间电容就要接一个中和电容,图 14-12 中的 C₁₀、C₁₃ 都是中放三极管的中和电容。

四、检波电路

检波电路主要由检波二极管 VD₁、滤波电容器 C₁₅ 和检波负载电阻 R₈、R₉ 组成。来自 B₃ 次级经中频放大器放大的中频信号送往二极管 VD₁ 的正极,由二极管检波输出的信号包含三个成分:残留中频分量、音频分量和直流分量。若输入的中频信号幅度大(对应接收强电台信号),经二极管 VD₁ 检波后的直流分量幅度也大;若输入的中频信号幅度小(对应接收弱电台信号),经 VD₁ 检波后的直流分量幅度也小。因而检波后得到的直流分量幅度的大小实质就是反映接收的外来信号的强弱。

检波输出的信号,经电容 C₁₅ 滤除残留中频信号,剩余含有直流分量的音频信号送检波负载电阻 R₈、R₉,在这里,检波输出的信号电流形成电压降。该电压经电位器 R₉ 中心滑片接点输出,调整电位器 R₉ 中心滑片的位置能改变信号输出的大小,在收音机中音量控制旋钮就是控制这个滑片。由电位器 R₉ 输出含有直流分量的音频信号经电解电容器 C₁₆ 隔直后,输出音频信号送往低频放大器。

五、自动增益控制电路

收音机接收强台和弱台信号时,信号场强的变化是很大的,在 0.1mV/m~100mV/m 范围内(因电离层变化也会引起信号变化,这在短波段内特别严重)。为防止强信号阻塞及对短波衰落,要求放大器的增益应能随信号强弱而自动调整,以保持输出相对稳定。因此一般收音机都设置自动增益控制(AGC)电路。

自动增益控制电路是通过控制 VT₂、VT₃ 的增益来实现的,具体控制过程如下:

检波输出的信号经 R₅ 和 C₈ 滤波后,滤除该支路的音频信号,然后输出一个直流正电压,送往 VT₂ 的基极。当外来信号增加时,这个正电压值增大,使 VT₂ 发射结正向偏压减小,引起注入 VT₂ 的基极电流减小,则集电极电流也减小,于是,三极管 VT₂ 增益下降。VT₂ 集电极电流的减小也导致其发射电流的减小,这样,VT₂ 发射极电阻 R₆ 两端的直流电压降将下降。而 VT₃ 发射结正向偏压是直接取自 VT₂ 发射极电阻 R₆ 两端的直流电压降,所以 VT₃ 发射结正向偏压减小,导致 VT₃ 集电极电流减小,VT₃ 的增益也随着减小。由上述分析可知,当接收的电台信号增强时,中频放大三极管 VT₂、VT₃ 的增益降低,接收的信号越强,VT₂、VT₃ 增益下降得就越多。这样,即使外来信号强度变化较大,收音机的检波输出音频信号强度也能自动地在一定范围内保持不变,达到了 AGC 的目的。

R₅、C₈ 除音频滤波外,还影响着控制作用的速度。滤波电路时间常数取得小些,控制信号能迅速跟踪输入信号强弱的变化,有利于提高信号接收灵敏度,适用于衰落严重的短波。但过小就会有残留的音频成分,引起失真或自激啸叫,一般 R₅ 取 4kΩ~10kΩ, C₈ 取

$10\mu\text{F}\sim 30\mu\text{F}$ 。

这种 AGC 电路的缺点是:当外来信号很强时,受控管可能因被控而截止,使中放电路处于乙类放大状态,会产生严重失真。同时,由于受控基流过小,输入阻抗较高,这个阻抗使前级输出回路负载阻抗增大, Q 值增加,通频带变窄。但由于这种电路简单,效果好,仍被广泛采用。

六、低频前置放大与功率放大电路

来自音量电位器 R_9 中心滑片的音频信号,经 C_{16} 耦合到 VT_4 的基极,通过由 VT_4 、 VT_5 组成的直接耦合低频前置放大器放大后,由 VT_5 集电极送往输入变压器 B_5 的初级。为了保证前置放大器有较大的功率增益和较小的失真,取 VT_5 的集电极静态工作电流为 $4.5\text{mA}\sim 5.5\text{mA}$,该电流值可通过调整 R_{12} 得到。来自 VT_5 集电极的音频信号经输入变压器阻抗变换后,耦合输出两组相位差互为 180° 的音频信号,然后分别送往 VT_6 、 VT_7 的基极和发射极。 VT_6 、 VT_7 组成 OTL 低频放大器,为了减小交越失真,调整 R_{17} 、 R_{18} 两个电阻,使它们集电极的静态工作电流为 $2\text{mA}\sim 6\text{mA}$ 。由于电路上下是完全对称的,所以两个电阻调整后阻值要相同。来自输入变压器的音频信号,经 VT_6 、 VT_7 功率放大后,由输出耦合电容 C_{20} 送往扬声器。在图 14-12 中, R_{15} 是交流负反馈电阻,其作用是改善低频放大器的音质; C_{19} 是音频信号中高频分量旁路电容,其作用是抵消送往功放三极管基极的高音分量,使功放输出的音频信号低音较为丰富。

* 阅读材料 收音机的性能指标

收音机质量的高低是用其性能指标来衡量的。国家标准中规定的指标很多,我们就其重要的几项作一介绍。

(1) 灵敏度

收音机正常工作(即输出功率和输出信噪比达到额定值)时,天线上感应的最小信号(场强或电势)称为灵敏度。它反映收音机接收微弱信号的能力。使用磁性天线接收信号时,用电场强度来表示,其单位是 mV/m ,一般中波段收音机的灵敏度应不劣于 2mV/m ;使用外接天线或拉杆天线时,灵敏度用电势表示,单位是 μV 。

(2) 选择性

收音机抑制邻近电台信号干扰,选择有用信号的能力称为选择性。它反映收音机选择电台的能力。

调幅广播电台的中心频率是按 9kHz 间隔来分布的,故收音机的选择性通常用输入信号失谐 $\pm 9\text{kHz}$ 时,灵敏度的衰减程度来衡量,一般要求收音机的选择性大于 20dB 。

(3) 失真度

收音机输出波形与输入波形相比失真的程度称为失真度。收音机中对音质有影响的主要是频率失真和非线性失真。

(4) 波段覆盖范围

收音机所能接收的载波频率范围称为波段覆盖范围。调幅收音机的中波段频率范围为 $535\text{kHz}\sim 1605\text{kHz}$,而短波频率范围则为 $1.6\text{MHz}\sim 26\text{MHz}$,调频收音机的覆盖范围为 $88\text{MHz}\sim 108\text{MHz}$ 。

第十五章 自动频率控制电路和频率合成技术

自动频率控制(AFC)是一种自动频率控制电路,其主要功能是自动调节振荡器的频率,以达到减少频率变化,提高频率稳定度的目的。将一个或多个基准频率信号变换为另一个或多个所需频率信号的技术即为频率合成,或称为频率合成技术。自动频率控制电路和频率合成技术被广泛地用于各种接收机和发射机中。本章主要介绍这方面的内容。

第一节 自动频率控制电路

一、自动频率控制的工作原理

图 15-1 为带 AFC 电路的调幅接收机。其中,受控对象是本地振荡器,它是一个频率受误差电压控制的压控振荡器。误差电压由鉴频器产生,鉴频器实际上是一个频率比较装置,能够将频率误差转变为相应的电压输出。

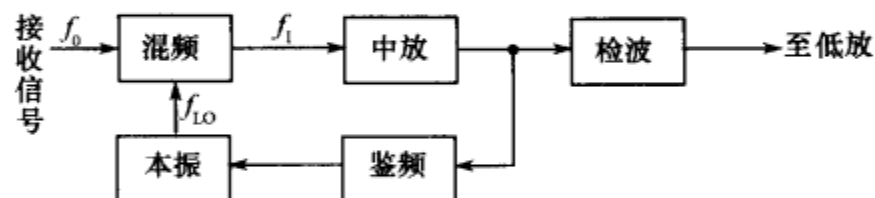


图 15-1 带 AFC 电路的调幅接收机框图

在正常工作情况下,接收信号载波频率为 f_0 ,相应的本地振荡器频率为 f_{LO} ,混频器输出的中频频率 $f_1 = f_{LO} - f_0$,它正好等于鉴频器的中心频率,这时,鉴频器输出电压 $u_{FD} = 0$,送给压控振荡器的电压为零,压控振荡器频率不变,仍为固定频率 f_{LO} 。鉴频器的特性曲线如图 15-2 所示。

如果由于某种不稳定因素使本地振荡器产生了一个正的频率偏移 Δf_{LO} ,本地振荡频率就变成了 $f_{LO} + \Delta f_{LO}$,混频后的中频也产生同样的频率漂移 $f_1 + \Delta f_{LO}$,中放输出信号加到鉴频器,则鉴频器产生输出电压 u_{FD} ,用这个电压控制本地振荡器的频率,使它减小 Δf_{LO} ,以抵消原来的频率漂移,即 $f_{LO} = (f_{LO} + \Delta f_{LO}) - \Delta f_{LO}$,经过反馈系统的反复循环作用,使本振频率平衡在偏离值很小的频率上。



图 15-2 鉴频器的特性曲线

如果本地振荡频率产生了一个负的 Δf_{LO} 漂移,则鉴频器输出负电压,它使本地振荡器频率提高 Δf_{LO} ,同样减小了漂移。此外,当接收信号载波频率不稳定时,AFC 电路同样也能起调节作用,使本振频率与接收信号频率始终跟踪。

图 15-3 为带 AFC 电路的调频接收机的方框图。其中,高放为可调放大器,工作频段为 8MHz~108MHz,本振与之统调,中频取 10.7MHz,中放级带宽为 225kHz。因为调频接收机本身有鉴频器,故 AFC 电路无需另加鉴频器。但接收机的鉴频器输出不仅有调频解调信号,还有作为 AFC 电路用的反馈控制电压,它也会控制本振频率的改变。为了消除这一影响,在鉴频器后接有低通滤波器。本振频率漂移和接收调频信号的中心频率漂移均为慢变化,由此引起的电压变化可以通过低通滤波器,而解调信号的频率一般均在几百赫以上,它们不能通过滤波器,因而对本振不起作用。

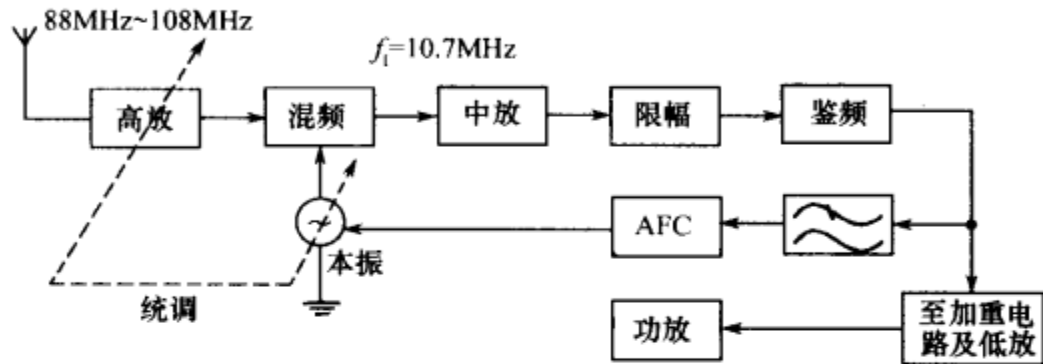


图 15-3 调频接收机方框图

二、自动频率控制电路的应用

图 15-4 是调频收音机中的 AFC 电路,AFC 电路的作用是保持本机振荡器的频率稳定,避免中频失谐。AFC 电路利用了变容二极管随所加的反向电压增大而电容量变小的特性,把变容二极管并联在本振回路,并施加一固定负电压,使其有一个起始电容,作为本振回路谐振电容的一部分。再把鉴频器输出的与频率漂移相对应的正(或负)的直流电压作为 AFC 电路控制电压,加在变容二极管上。当选到一个电台,本振信号频率正确,从而 10.7MHz 中频无失谐时,鉴频器输出的直流电压为零,变容二极管维持起始电容,本振频率维持稳定。当本振频率因某种因素而升高时,中频随之升高,鉴频器输出一正电压使变容二极管的反向电压减小,其电容增大,于是本振频率降低;相反,当本振频率因某种因素而降低时,鉴频器输出直流负电压,使变容二极管电容减小,本振频率升高,从而实现本振频率的自动微调。电路中,变容二极管的固定负偏压由电阻 R_1 和 R_2 分压取得。鉴频器输出的直流电压经 R_4 、 R_3 加到变容管的正极与其两端的固定负电压叠加,达到控制变容管电容的目的。 R_4 、 C_5 、 C_6 、 R_3 用来滤除鉴频器输出的直流电压中的声频成分。

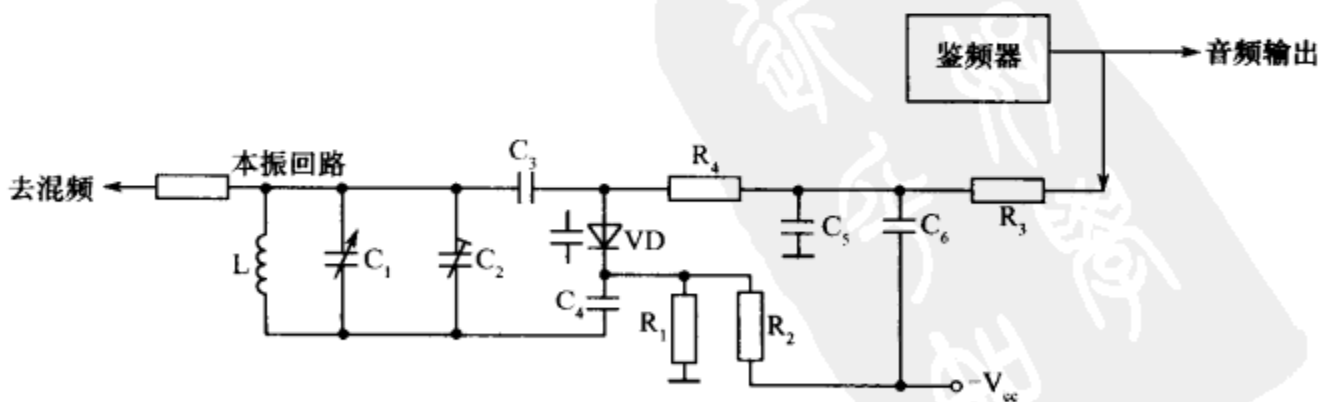


图 15-4 调频收音机中的 AFC 电路

AFC 电路不仅用在调频收音机中,在电视机中的高频和行扫描电路中也得到了广泛的应用,限于篇幅,本书不再介绍,有兴趣的读者可参考电视机原理方面的书籍。

第二节 频率合成技术

将一个高稳定度和高精度的标准频率,经过功能电路的作用,产生具有同样稳定度和精确度的大量离散频率的技术称为频率合成技术。根据该原理组成的设备或仪器称为频率合成器(或为频率综合器)。

频率合成技术在信号产生电路(如移动电话的射频电路、彩色电视机的频率合成式高频头)中得到广泛应用,只需一种基准信号源就可产生多种频率信号,并且调节很方便。该技术还广泛应用于电动机稳速伺服系统中,可精确地控制电动机的转速。

一、频率合成器的基本组成

图 15-5 为采用锁相环(PLL)功能组成的频率合成器,每个频率合成环路一般都包括五个基本的功能电路:基准时钟振荡电路、相位比较电路、低通滤波电路、压控振荡电路和可预置分频电路,如图 15-5 所示。

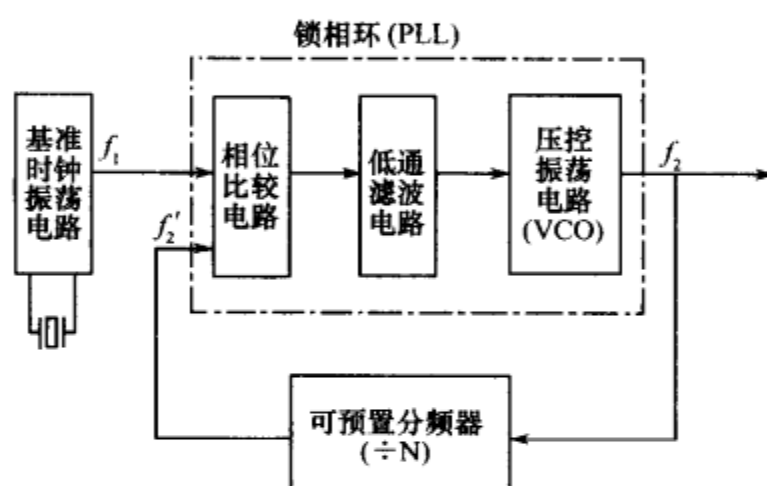


图 15-5 频率合成器的基本组成

1. 基准时钟振荡电路

基准时钟振荡电路是频率合成器中十分重要的电路,在频率合成技术中,由于输出频率信号的稳定度和精确度取决于输入频率信号的稳定度和精确度,所以基准时钟通常采用晶体振荡电路来产生。

2. 相位比较器

相位比较器也称鉴相器(Phase Detector, PD),将 VCO 产生的振荡信号的相位变化,变换为电压的变化,鉴相器输出的是一个脉动直流信号,这个脉动直流信号经低通滤波器(LPF)滤除高频成分后去控制 VCO。

相位比较器对基准信号输入与 VCO 产生的信号输入进行相位比较,输出反映两信号相位误差的误差电压。鉴相器多种多样,有数字的,也有模拟的,如双口鉴相器、鉴频鉴相等。在频率合成电路中,鉴相器通常被集成在一个专用的芯片中,这个芯片通常被称为锁相环(PLL),或被集成在一个复合芯片中(即该芯片包含多种功能电路)。

3. 低通滤波器

低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)在频率合成环路中又被称为环路滤波器。位于鉴相器与 VCO 电路之间,低通滤波器通过对电路参数进行适当设置,使高频成分被滤

除。由于鉴相器输出的不但包含直流控制信号,还有一些高频谐波成分。这些谐波会影响 VCO 电路的工作。低通滤波器就是要把这些高频成分滤除,以防止对 VCO 电路造成干扰。

4. 压控振荡器

压控振荡器(Voltage-Control led Oscillator,VCO)是一个电压—频率转换装置。它将鉴相器输出的相差电压信号的变化转化成频率的变化。

顾名思义,VCO 电路是一个电压控制电路。电压控制功能的完成是通过一个特殊的器件来完成的,这个器件就是变容二极管。

鉴相器输出的相差电压实际上是加在变容二极管两端的。当鉴相器输出发生变化时,变容二极管两端的反偏发生变化,导致变容二极管的结电容改变,VCO 振荡回路改变,VCO 输出频率也随之改变。在实际应用中,变容二极管为反向偏置使用,其线性好,可控范围大。

VCO 在锁相环中比较重要,是频率合成及锁相环路的核心电路。它应满足这样一些特性:输出幅度稳定性要好,在整个 VCO 工作频带内均应满足此要求,否则会影响鉴相灵敏度;频率覆盖范围要满足要求且有余量;电压—频率变换特性的线性范围要宽。

5. 可预置分频器

在频率合成中,为了提高控制精度,鉴相器在低频下工作。而 VCO 输出频率是比较高的,为了提高整个环路的控制精度,就离不开分频技术。分频器输出的信号送到相位比较器,和基准时钟信号进行相位比较。

二、频率合成器的基本工作过程

1. VCO 频率的稳定过程

当 VCO 处于正常工作状态时,VCO 输出一个固定的频率。若某种外界因素如电压、温度导致 VCO 频率升高,则分频输出的信号为 $f'_2 = \frac{f_2}{N}$ 比基准信号 f_1 高,鉴相器检测到这个变化后,其输出电压减小,使变容二极管两端的反偏压减小。这使得变容二极管的结电容增大,振荡回路改变,VCO 输出频率降低。若外界因素导致 VCO 频率下降,整个控制环路则执行相反的过程。

2. VCO 频率的变频过程

上面介绍的是怎样使 VCO 输出的频率稳定,那么怎样使 VCO 的频率改变呢?一般来说, f_2 与 f_1 具有关系 $f_2 = Nf_1$,显而易见,只要改变预置分频器的预置数 N ,就可以改变输出频率 f_2 值,实现多种频率的合成。

三、频率合成技术的应用

下面以新式彩色电视机的频率合成高频头为例简要进行说明。

目前,大部分彩色电视机均采用电压合成调谐式高频头来实现电视信号的接收,这种高频头是利用变容二极管的结电容随加在变容二极管两端的反向电压(调谐电压)的变化而变化,从而改变本振回路的振荡频率,实现调谐接收。一般是由 CPU 给出频段控制电压和调谐电压来分段实现调谐选台任务,并把各频道对应的调谐电压数据储存于存储器

中,供以后直接取出使用。电压合成调谐式高频头易受温度、电压等因素影响,其调谐稳定度不高,而引起频率漂移,且控制难度较大,必须在中放电路设置 AFC 电路,检出频率误差电压,直接加在高频头 AFC 端子或通过 CPU 去校正高频头调谐端子 VT 的调谐电压,以保证高频头内本振电路频率的稳定性。

为解决电压合成调谐式高频头的缺陷,现在绝大多数大屏幕彩电均采用了频率合成高频头。频率合成式高频头是以锁相环(PLL)技术为基础,对信号相位进行自动跟踪、控制调谐系统,这种高频头不再由 CPU 直接提供高频头的频段、调谐电压,而是由 CPU 通过串行通信总线(I²C 总线)向高频头内接口电路传送波段数据和分频比数据,于是高频头内的可编程分频器等电路对本振电路的振荡频率进行分频,再与一个稳定度极高的基准频率在鉴相器内进行比较。若两者有频率或相位的误差时,则立即产生一个相位误差电压去控制(改变)本振频率,直至两者相位相等。此时的本振频率即被精确锁定在所收看的频道上,也就是说,高频头内的本振电路的振荡频率一直跟踪电视台的发射频率,故接收特别稳定。这是频率合成式高频头的优点之一。

频率合成式高频头内的电路框图如图 15-6 所示。这里本振、预定标器、可编程分频器、鉴相器、低通滤波器等就构成了锁相环路(PLL),送往混频器的信号为环路的输出。在图中,鉴相器一路的输入频率为 f_1 ,是由基准频率发生器产生的频率 f'_0 通过 m 次分频而得,另一路输入是由本振电路的振荡频率 f_0 经预定标器 n_1 次分频、再经可编程分频器进行 n 次分频后所得,其频率为 $f_2 = \frac{f_0}{n_1 n}$ 。当环路锁定时,两路输入频率相等,即 $\frac{f'_0}{m} = \frac{f_0}{n_1 n}$,由此式得出

$$f_0 = \frac{n_1 n f'_0}{m}$$

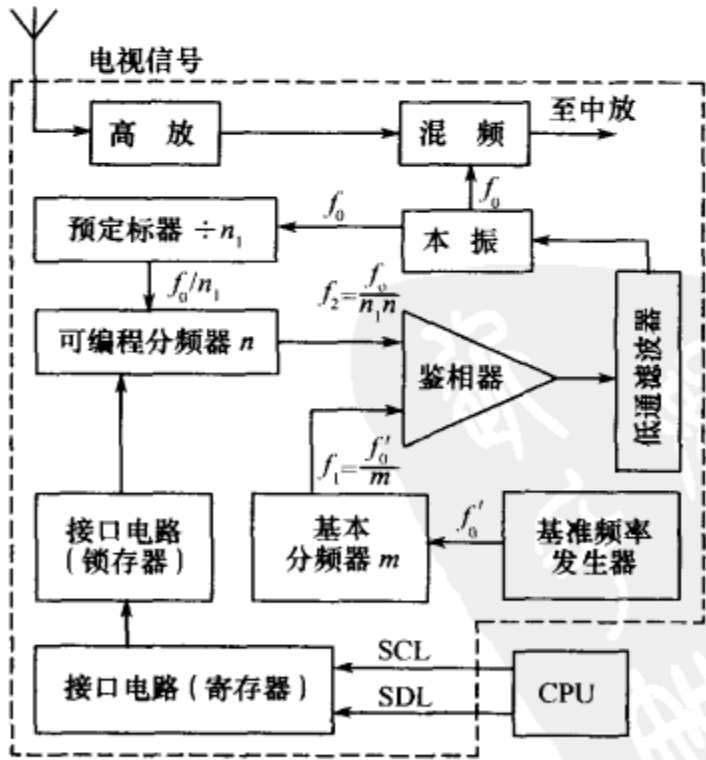


图 15-6 频率合成式高频头基本组成

由此可见,改变可编程分频器的分频系数 n ,即可改变本振频率,从而达到选台目的。改变分频系数 n 还可达到切换频段之目的,由上式可知,本振频率调节范围取决于分频系数的变化范围,准确地说,是取决于分频器的位数,由于位数是任意的(理论上),所以频率调节范围相当宽,也就是可预选的电视频道相当多,这是频率合成式高频头的优点之二。所以目前生产的频率合成式高频头均能兼容接收 CATV 有线增补频道,不过,要在 CPU 的控制数据中增加 CATV 增补频道所需的频道数据才行。这些必须要在 CPU 的软件设计中由生产厂家事先设定,一般用户及检修人员无法改变,这一点就不像电压合成式高频头可人为改变本振回路的电感来调节频率的接收范围,这是频率合成式高频头的一个缺点;缺点之二就是电路复杂、元件多、价格贵,故一般低档彩电均不采用频率合成式高频头。

频率合成技术还广泛应用于移动电话的一本振、二本振和发射中频 VCO 等电路,这里不再具体分析,有兴趣的读者可参考移动电话原理方面的书籍。



第十六章 模拟电路检测方法和技巧

对模拟电路的检测要根据电路的工作原理和工作状态,对照故障现象,通过测量电压、电流或电阻来一步缩小故障范围,以查出故障的具体部位。本章通过对电路的测量,分析总结了常用的检测方法和技巧,可供电子爱好者和维修人员对照参考。

第一节 电路的测试及检测技巧

对于模拟电路的检测,应重点测试直流电压、交流电压和直流电流,如果在检测过程中掌握一定的检测技巧,将大大提高工作效率。

一、直流电压及检测技巧

检测模拟电路最常用的测试方法就是在电路带电工作状态下,测试它的动态电压值,其中较多的是测直流电压。因为测直流电压的方法简单易行,测试时不必改变原来工作电路,此外万用表的灵敏度较高、内阻较大,测试对电路带来的影响较测交流电压的小,若能随时注意到万用表对测试的影响,适当选择测量方法,测量误差是能满足实用要求的。

一般的电子产品的电路上都标出了各点的参考电压值及波形图。若将测得电压值与图上参考电压值对照,即能发现电压异常部位。若没有电路原理图,可视需要按照电路板自行画出,并在电器工作正常时测出一组数据备做检修时参考。需要说明的是,由于万用表高频特性不一致,测得高频工作电路的数据(尤其是测交流电压时),不同表型有些出入,测高阻抗部位的数据又随使用挡位而不同,所以在记录测得原始数据时,若能注明使用表型及挡位,在检修时也使用同一型号(最好还是同一只)万用表,对照电压数据就更加准确。

在电路中测得的直流电压,应分小信号和大信号工作状态、有信号和无信号状态、脉冲信号工作状态或模拟信号工作状态。

重点提示:在电路中测得的直流电压,包括直流电源供给系统的电压在内,都不是纯直流电压,而是或多或少包含有交流分量的脉动电压,所以实际上是被测电压的平均值。由于流过晶体管中的电流都是单方向的脉动或脉冲电流(电流大小有变化,电流方向总是不变的),不管电流是连续的还是间断的,都可以看成直流和交流相叠加的结果,所以,万用表直流电压(电流)挡测得的值是该信号波形的平均值。

下面介绍几种常见电路直流电压的测试技巧。

1. 放大电路直流电压的测试

一般的放大电路大多属于甲类工作状态的,其特点是:不论有无信号,流过晶体管中电流平均值不变,反映到各管脚上是直流电压值不变,即这类电路电压静态(无信号)值与

动态(有信号)值是一样的,都等于它的静态直流工作点所决定的电压值。所以,用万用表直流电压挡测得的是反映直流工作点的数据。例如,图 16-1 所示的电路,所测得的数据如下:

$$U_E=1.1V、U_B=1.8V、U_C=11V$$

$$U_{BE}=U_B-U_E=1.8-1.1=0.7V$$

$$U_{CE}=U_C-U_E=11-1.1=9.9V$$

U_{BE} 和 U_{CE} 可以直接测得,其中, U_{BE} 直接测试为好。

按照一般规律,放大状态时硅管的 U_{BE} 约为 0.7V,锗管的 U_{BE} 约为 0.2V,且 $U_C > U_B > U_E$,所以以上数据是合理的。

2. 开关电路直流电压的测试

开关电路的特点是工作在截止—放大、放大—饱和截止—饱和等状态。它们的直流电压及直流电流值是随信号有无而变化,即有信号(动态)和无信号(静态)下它们的直流电压、电流值是不同的。这些电路是非线性的,信号通过时会产生直流分量。正是这个新的直流分量改变了原来的工作状态,使之进入一个新的工作状态,我们测得静态动态电压差别也正是反映这个事实,因此可以根据这个电压变化推测信号是否进入被测电路。

对于截止型开关电路,其动态范围涉及晶体管截止区,即电路工作在截止—放大或截止—饱和状态。信号进入后,在放大或饱和瞬间,be 结是导通的,出现基极电流;在截止瞬间,be 结不通,基流为零。这就在 be 结上出现了整流现象,而整流状态下的 PN 结上都有反偏电压,所以这时在开关管 bc 结上呈现反偏趋势。对于 NPN 管来说,这反偏趋势表现为基极电压 U_B 下降、 U_{BE} 变负或 U_{BE} 正偏减弱等。由于电路一般都是射极接地,其变化可归纳为“ U_B 下降或变负”,变化程度随脉冲宽度及输入电路结构而不同。对 PNP 来说,因为电路都是射极接电源,反偏趋势表现为 U_B 上升,趋近甚至超过电源电压。变化规律可归纳为表 16-1 所列。

表 16-1 截止型晶体管电压变化规律

管型	U_B	U_{BE}	U_C
NPN	下降,降为零甚至降为负值	小于 0.7V,等于零甚至为负值(反偏)	下降,小于电源供电电压
PNP	上升,升到电源供电电压 V_{cc} 甚至超过 V_{cc}	硅管 $ U_{BE} < 0.7V$ 锗管 $ U_{BE} < 0.2V$ U_{BE} 等于零甚至为正值	上升, U_C 为正值

对于饱和型开关电路,它的动态范围进入饱和区而不涉及截止区,是放大—饱和工作状态。它们的 be 结始终是导通的,因而动态时 U_{BE} 变化不大。

对个别经常处于饱和状态,偶然发生截止的晶体管,其各极电压无变化,总是处于深饱和状态。

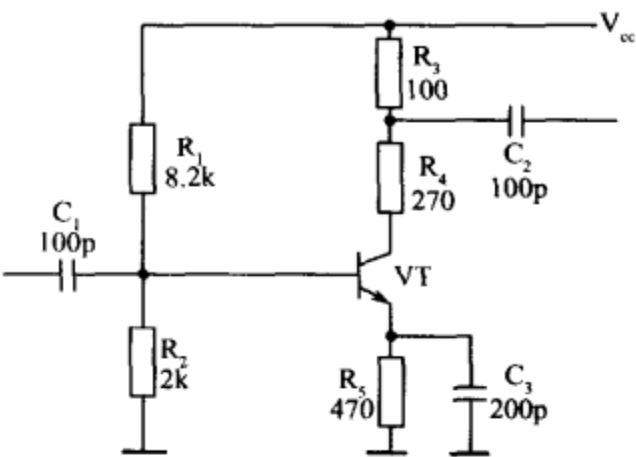


图 16-1 放大电路直流电压的测试

二、交流电压及检测技巧

由于万用表交流电压挡的灵敏度低以及内阻也低(一般在 $4\text{k}\Omega/\text{V}$ 以下),所以交流挡只能用于测试某些有一定输出能力部位的输出电压。除振荡级外,只有在电路有输入时才能测到输出。

万用表交流电压挡响应于被测交流电压半波平均值,而以正弦波有效值作为刻度。所以,只有被测电压是正弦波时,其指示值才有意义。对于非正弦波,表针指示的电压值并不能说明被测点真实电压值,但是它们之间有一定的比例关系。

正弦交流电压,可用万用表交流挡直接进行测试。一般电路中的电压往往都包含有脉动成分,即交流、直流电压同时存在,这样就必须隔断直流测试它的交流电压。具体方法是在交流挡上串接一只电容器,如图 16-2 所示。

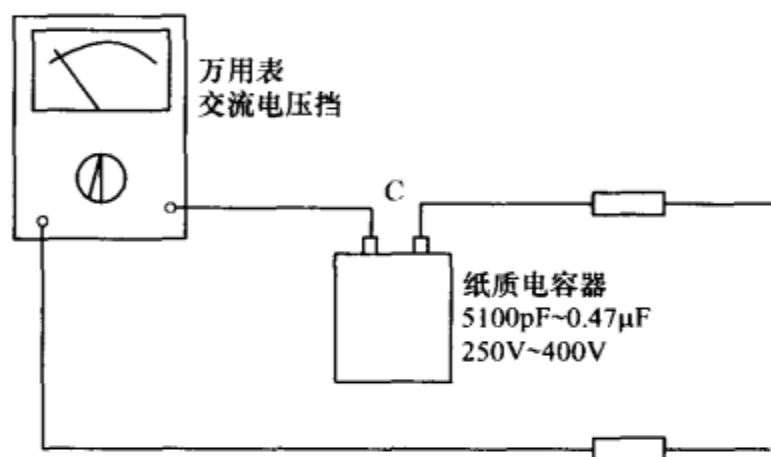


图 16-2 电容器隔直流测交流电压

电容器可用 $5100\text{pF} \sim 0.47\mu\text{F}$ 、耐压 $250\text{V} \sim 400\text{V}$ 的纸质电容器。有些万用表具有“输出”挡或“dB”挡,表内已串有隔直电容器,这时可以直接利用该挡进行测量,如 500 型万用表等。

重点提示:由于目前万用表交流挡几乎都采用半波整流电路,若不串接“隔直”电容器直接去测试脉动电压,一般来说表笔颠倒前后测得值不一样,甚至表笔颠倒后测得值趋于零。

三、测试电阻值及检测技巧

1. 对地电阻的测试

对地电阻测试多用于电路短路性故障的检查,测试时先测一下测试点对地电阻,必要时才测试电流,若再配合分段检查的方法即可追踪到短路故障点。一般在检修完毕加电源之前,应测一下电源稳压输出点(即电源供电的起点)对地的电阻值,避免可能出现的短路性故障。

2. 元器件在路不加电(静态)测试

查找电路故障时,为进一步缩小故障范围,暴露故障点,需要对一些元器件的技术状态进行鉴别测试,而这一过程一般都是在元器件在路状态下进行,一般不必断开电路单独测试。由于在电路中与被测元件并接在一起的元器件很多,所以阻值的测试精度要看被

测阻值与并联阻值相对大小而定。由于元器件中小阻值电阻、线圈绕组及正向导通的 PN 结阻值最小,所以有下述规律:

①大阻值电阻是测不准的,测试结果都是阻值偏低。若有正向导通的 PN 结与之并联,则测得的阻值将很小,误差甚大。若此时将表笔颠倒,即可减小 PN 结的影响而使测试结果精确一些。

例如,对图 16-3 所示电路是在路测试 47kΩ 的电路图。

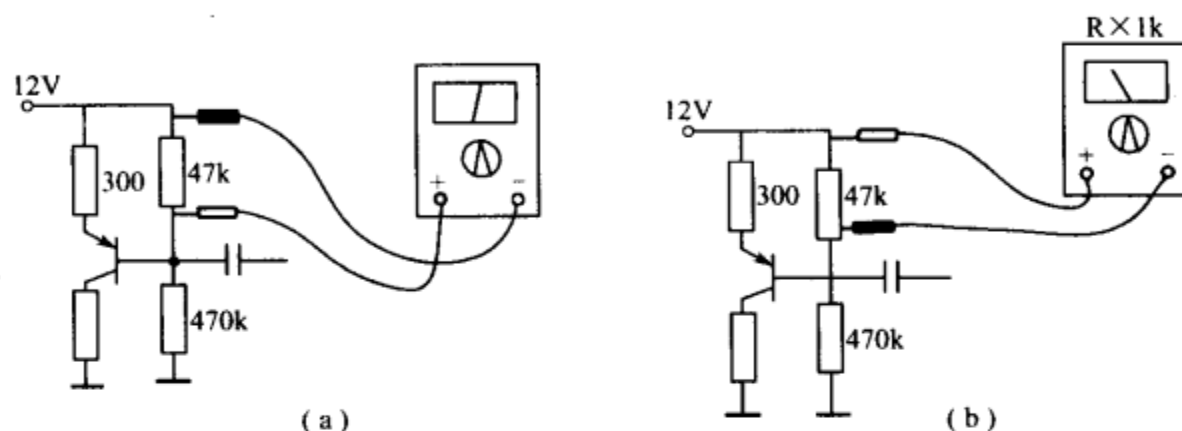


图 16-3 47kΩ 电阻在路测试图

若按图(a)所示测试 47kΩ 电阻时,晶体管发射结受表内电池电压而正向导通,此时,此支路电阻将远小于 47kΩ,实测阻值仅 8kΩ。颠倒表笔再测(见图(b)),晶体管发射结反偏截止,实测阻值为 40kΩ,测试精度准确多了,但此时,尚有 470kΩ 的电阻及电源内阻的分流作用。

从以上分析中可以看出,在对较大阻值电阻进行在路测试时,一定要将表笔反过来再测一次,以两次测试中阻值大的那次的测试数据做参考。若与此被测电阻并联有小值电阻(没有 PN 结),只好将被测电阻从电路上焊下一头进行单独测试。

②几百欧以下的低值电阻及 PN 结正向电阻的在路测试可以得到较高精度,不必担心旁路影响。例如,图 16-3 中的 300Ω 电阻,在颠倒表笔的两次测试中阻值相差不大。根据这个道理,可以对晶体管的两个 PN 结进行在路测试,若两个结都好,可以初步认为该晶体管也是好的。方法是用电阻 R×1 挡(或 R×10 挡)在电路板上直接测试 PN 结正向导通电阻,看其是否符合要求。其反向电阻一般测不准,必要时只能取下单测。

③电路寻迹及核对电路。主要是测试电路通不通或按照电路寻找元器件。这时应使用 R×1 电阻挡并精确调好零位。测试时表针准确指在零欧位置才算连通(直通)。

四、直流电流及检测技巧

对于某些电路,有时还需要测试电路的电流,以确定电路工作是否正常。测试直流电流时,既可以断开电路串行电流表,也可以不必切断电路只测出电路中的相关电压电阻值来计算出电流值。例如,已知电源电压 V_{cc} 为 12V,由电源到晶体管集电极总阻值 R 为 390Ω,集电极电压为 U_c 为 9V,则集电极电流为

$$I_c = \frac{V_{cc} - U_c}{R} = \frac{12 - 9}{390} = 10\text{mA}$$

第二节 电路的检测方法

在检修工作中,电路工作正常否是我们最关心的问题。下面介绍在业余条件下用万用表检查电路工作状态的方法。

一、检查电路工作点

我们已知各电路应有的工作状态,为辨认电路是否处于这种状态,必须掌握根据电压值判断工作状态的方法。

1. 晶体管工作状态的定性检查

晶体管的工作状态由发射结(be 结)和集电结(bc 结)的偏置方向,即外电路所加给的电压方向决定,而偏置方向可由晶体管三个极所测得电压的极性来判别。

当外加偏置电压 U_{BE} 和 U_{BC} 与晶体两 PN 结所规定的方向一致时为“正偏”,也即是顺向偏置;不一致时为“反偏”,即逆向偏置。晶体管的工作状态不同其偏置情况也不同,见表 16-2 所列。

表 16-2 晶体管不同状态的偏置情况

晶体管工作状态	偏置状态	
	be 结	bc 结
放大	正	反
饱和	正	正
截止	反(或零)	反

例如,用万用表测得某晶体管脚电压为: $U_B=1.7V$ 、 $U_C=10.5V$ 、 $U_E=1V$ 。据此则可算出:

$$U_{BE}=U_B-U_E=1.7-1=0.7V>0V, \text{即 } b \text{ 极为正, } e \text{ 极为负,发射结正偏。}$$

$$U_{BC}=U_B-U_C=1.7-10.5=-8.8V<0V, \text{即 } b \text{ 极为负, } c \text{ 极为正,集电结反偏。}$$

所以,晶体管工作在放大状态。

再如,用万用表测得某晶体管脚电压为: $U_B=0.8V$ 、 $U_C=0.1V$ 、 $U_E=0V$ 。据此则可算出:

$$U_{BE}=U_B-U_E=0.8-0=0.8V>0V, \text{即 } b \text{ 极为正, } e \text{ 极为负,发射结正偏。}$$

$$U_{BC}=U_B-U_C=0.8-0.1=0.7V>0V, \text{即 } b \text{ 极为正, } c \text{ 极为负,集电结正偏。}$$

所以,晶体管工作在饱和状态。

又如,某晶体管在没有信号输入时,测得的管脚电压为: $U_B=0V$ 、 $U_C=10V$ 、 $U_E=0V$ 。据此则可算出:

$$U_{BE}=U_B-U_E=0-0=0V, \text{发射结零偏。}$$

$$U_{BC}=U_B-U_C=0-10=-10V<0V, \text{即 } b \text{ 极为负, } c \text{ 极为正,集电结反偏。}$$

所以,晶体管工作在截止状态。

需要说明的是:上述判断方法不适用于振荡电路及 be 结出现反偏的开关电路。因为它们的反偏电压是信号通过 be 结时自身产生,并不是原来外加的直流偏置电压。因此,

不能由于两结全反偏(有些振荡电路)而得出晶体管处于截止状态的结论。

2. 振荡电路的工作状态

振荡器发射结的偏置状态一般是正偏不足(甲乙类)、零偏(乙类)或反偏(丙类)状态。如果 be 结电压达到正常偏置电压(正向导通电压硅管 0.6V 锗管 0.2V 以上)即是停振状态。

例如,表 16-3 所列的是测得某本机振荡管在振荡及停振状态时的数据。

表 16-3 本机振荡管在振荡及停振状态时的数据

状态	U_B	U_E	U_C	U_{BE}	偏置	说 明
振荡时	3.4V	3.3V	9.6V	0.1V	正	振荡时,呈现正偏不足状态
停振时	3.4V	2.8V	9.8V	0.6V	正	停振时呈放大状态
说明	晶体管为 NPN 型					

二、改变偏置状态观察电路工作状态

强制改变晶体管偏置时,它的工作点也随之改变,这时晶体管各极电压也必然有所反应,若未见到电压变化即证明电路不能工作。

1. 甲类放大电路的检查方法

因为电源到集电极之间都有一定电阻(或发射极与地之间),当集电极(或发射极)电流变化时集电极电压 U_C (或发射极电压 U_E) 将随之变化。所以改变偏置之后观察 U_C 或 U_E 的变化即可推得 I_C 或 I_E 的变化,进一步鉴别出晶体管有无放大能力。由于这类放大电路不论有无信号,其工作点总是不变的,所以用上述方法检查晶体管工作状态既方便而又安全。方法是短路被测管 be 结,强使其处于零偏而观察其截止状态。这时应出现下述现象:

- ① $U_{BE}=0V$ 、 $I_B=0$ 、 $I_C=0$ 。
- ② $U_{CE}=V_{cc}$ 。
- ③ $U_E \approx 0$ 。

即晶体管如同断路一样。

例如,某中放电路如图 16-4 所示。

be 结被短路后电压变化情况如表 16-4 所列。

表 16-4 be 结被短路后电压变化情况

测试状态	U_B	U_E	U_C	U_{BE}
原来状态(放大)	1.8V	1.2V	10.0V	0.6V
短路 be 结(截止)	0.4V	0.4V	11.0V	0V

从表 16-4 可以看出,短路 be 结后 U_C 电压上升,说明电路工作正常,如果 be 结被短路后 U_C 不上升,说明本级无放大能力。

方法技巧:本办法不要用于直接耦合电路,因为 be 结短路后,将引起一系列电路工作点失常,比如,将稳压电源的稳压取样放大管 be 结短路,将使调整管饱和,输出直流电压

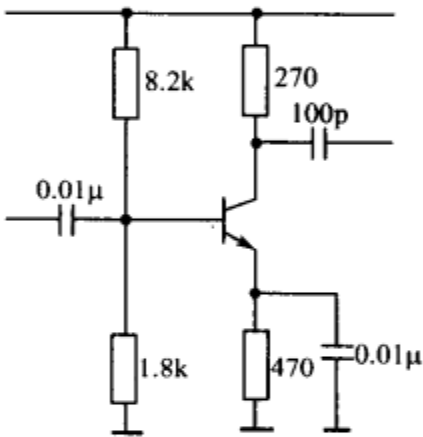


图 16-4 某中放电路

骤增,容易引起事故。

2. 工作于饱和—放大状态的晶体管的检查方法

对于工作于饱和—放大状态的晶体管,在无信号时它们是饱和状态。这时也可采用短路 be 结的方法,以观察 U_c 的变化情况。

3. 工作于截止—放大(饱和)状态的晶体管的检查方法

工作于截止—放大(饱和)状态的晶体管,由于它们在无信号时已处于截止状态,欲使它转到另一种状态(饱和或放大状态)必须外加偏流。方法是在被测管基极与电源(或地)之间外接一只上偏电阻,使之得到额外的正偏,它即可由截止进入放大或饱和状态。此电阻可选 $5k\Omega \sim 10k\Omega$,如图 16-5 所示。

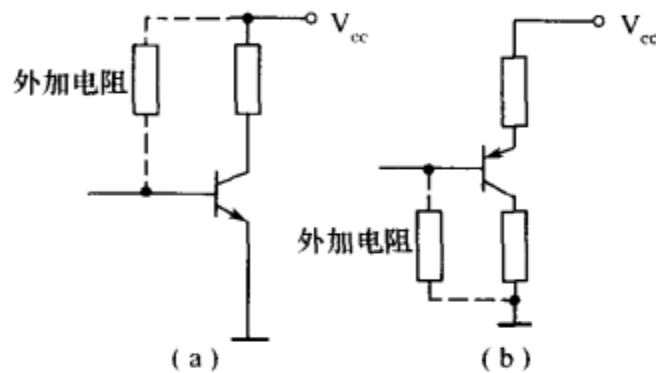


图 16-5 工作于截止—放大状态的晶体管的检查

方法技巧:对于直接耦合电路也不能使用外加偏置的方法。另外,对于某些家用电器的电路如电视机的行输出级、场输出级以及集电极到电源间直流电阻小的行激励级,也不能使用外加偏置法,以免损坏晶体管。

三、强迫停振观察振荡级工作状态

检验振荡级除了测直流电压根据偏置状态判断其是否起振之外,还可使振荡级处于停振状态,观察停振前后电压是否有变化来推测其原来是否是振荡状态。短路振荡线圈的某一个绕组即可使振荡电路处于停振状态。

例如,对某一振荡电路进行检测时,若短路前 U_{BE} 为反偏 $1.7V$,短路后为正偏 $0.7V$ (放大状态),说明振荡电路工作基本正常;若没有变化,说明原来电路就未起振。

第十七章 模拟电子技术仿真实验

用电路仿真软件做模拟电子技术实验,不但可节约实验板和实验仪器的开支、避免实验板和仪器的损坏,而且方便直观、快速高效。电路仿真软件较多,常用的有 Edison、Multisim 等。Edison 简单易用,生动活泼,主要适合初学者;而 Multisim 则功能强大,使用复杂,适合有一定基础的电子爱好者。本章暂对 Edison 进行介绍,想要了解 Multisim 的读者,请参考本丛书中的《从零开始学电路仿真 Multisim 和电路设计 Protel 技术》一书。

第一节 Edison 仿真软件的基本使用方法

学习模拟电子技术,不仅需要理论知识,而且更重要的是通过实际操作和实验来加深对内容的理解。传统的模拟电子技术实验,常常是先制作一块模拟实验板,在这块板上用实验仪器对进行实验和调试。制作实验电路板是一个复杂的过程,要面对大量的元件和连线,每一个元件参数的确定可能要做多次实验,更要记录数据和描绘波形。在此过程中,如果缺乏实验仪器和实验设备,很多实验是无法进行的,如没有示波器,无法测量波形;没有扫频仪,无法测量电路的频率响应曲线;没有恒温箱,不能测量电路的温度特性等。现在,电子计算机技术为电子设计提供了新的、强有力的辅助手段——电子设计自动化(EDA)技术。电子设计自动化可以提供从集成电路到电路系统的设计和仿真工具。EDA 的重要组成部分之一——电路仿真技术是以电路理论、数值计算方法和计算机技术为基础实现的,它采用数学模型和仿真算法,利用计算机高性能的计算、存储和图形处理能力,无需任何实际元器件,用预先设计出的专门程序,取代绝大多数的普通电学仪器仪表和实际电路。电路仿真软件不仅可以帮助读者加深对概念、原理的理解,而且通过电路仿真,熟悉常用电子仪器的测量方法,进一步培养综合分析能力、排除故障能力和开发创新能力。

当然,软件仿真并不能完全代替具体的操作实验,特别是在初学阶段,实验的过程本身就是一个培养学生实际动手操作的能力的过程,而这一过程,用计算机软件模拟实验是不能替代的。因此,在使用电路仿真软件之前,建议读者应对有关电子元器件、实验仪器、电路连线方法和焊接技巧有较为深刻的认识 and 了解,并清楚电路实验的正确操作规范和实验程序步骤等。

一、Edison 简介

Edison 是匈牙利 Designsoft Inc. 公司设计推出的电子电路仿真分析、设计软件,非常适合初学者和电子爱好者使用。Edison 以实体的零件造型让初学者有置身于真实电路实验室的感觉,加上有趣的声、光效果,让初学者在不知不觉中学习模拟电子技术知识;同

时,可以弥补实验仪器、元件少的不足以及避免仪器、元器件的损坏。

Edison 已从 Edison2.0 发展到 Edison4.0。本章以最新版 Edison4.0 为例进行介绍。

Edison4.0 安装完成后,通过开始菜单,可启动 Edison4.0,启动后的画面如图 17-1 所示。

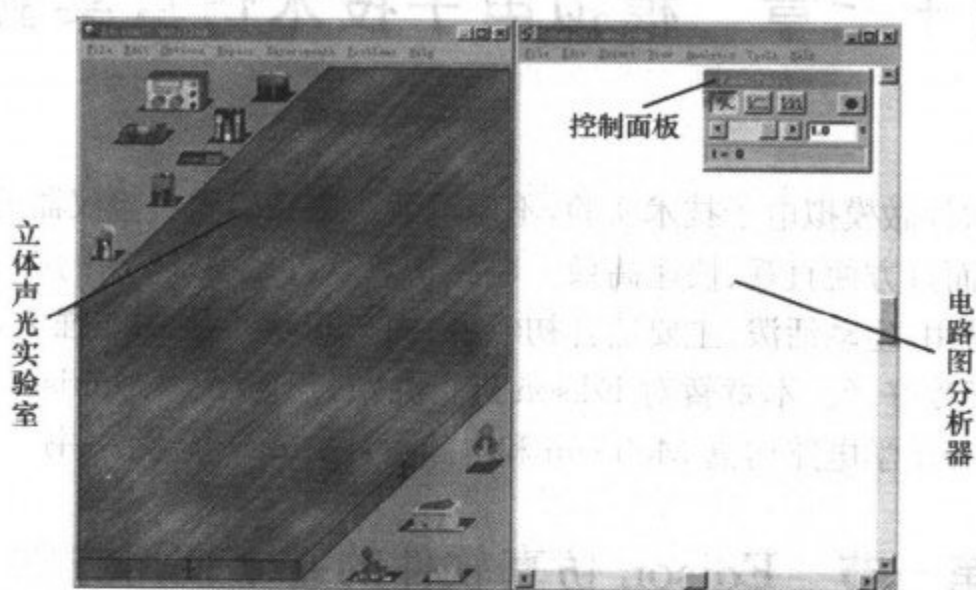


图 17-1 Edison4.0 启动后的画面

从图中可以看出,Edison4.0 由三个视窗组成,左边视窗是主界面,为元器件实物图及实物连接界面;右边视窗是电路图分析器,是在主界面里连接好实物图后,随即产生相应电路图的界面;右边上方的小视窗是控制面板。

Edison4.0 是一种新型的仿真软件,电路中的元件的图形是立体的,可以直接通过鼠标点选拖拽来移动,以组成相应的电路。电路工作时,灯泡、LED 会发光,扬声器会发声,电动机会旋转。随着外加电压的增加,灯泡会点燃得更亮,电动机会转得更快,甚至听到电动机的转动声音。改变元件的参数,就可变更电路方案——电阻标识的彩色条形码(或数值)也会自动地改变。如果外加的电压太高,还可演示灯泡烧毁!当然,烧毁的灯泡及其他损坏的元件,只需用修复功能复原即可。在计算机上,还可引用仪表来测量电路的参数以及发现和验证电路的定律。

在本书的光盘中,附有该软件的演示版,演示版不能进行保存和打印操作,另外也不支持复杂电路的实验演示。除此之外,其栩栩如生的 3D 电路元件,过载引起灯泡损坏,以及所伴随的声响,确实令人有耳目一新之感。该演示版非常适合初学者学习和使用。

二、Edison4.0 的立体声光实验室

Edison4.0 左边的视窗被称为立体声光实验室,这是因为该视窗里的实体电子元器件、仪表以及工作台都是立体的,给人一种强烈的真实感。

在立体声光实验室里,可进行动态的实验,如发声、转动、闪光等。不但可进行基本电路实验,还可进行模拟电子和数字电子技术实验。Edison4.0 中配备的元器件有点少,但对于初学者来说已经足够了。立体声光实验室如图 17-2 所示,它由菜单、元件和仪器库和实验工作台三大部分组成。

1. 菜单命令

Edison4.0 菜单命令比较简单,包括文件、编辑、选项、修复、实验、问题和帮助七个子菜单,如图 17-3 所示。

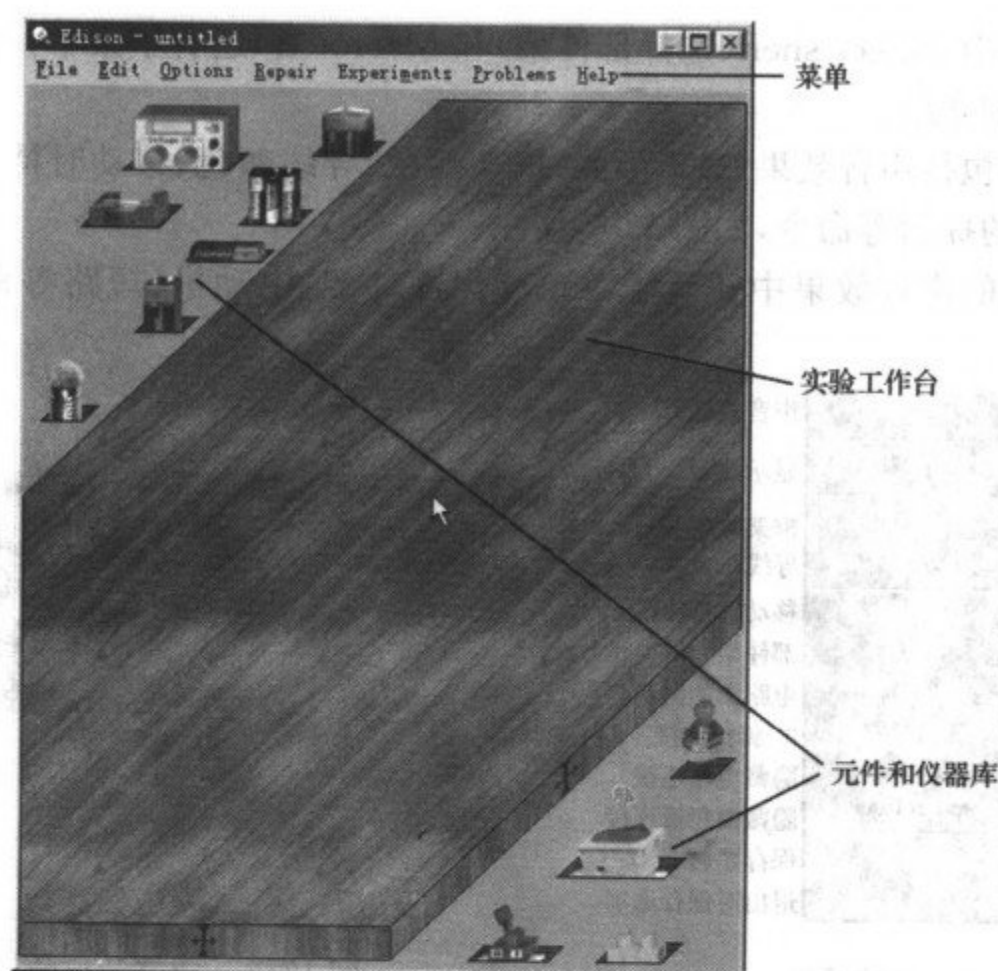


图 17-2 立体声实验室

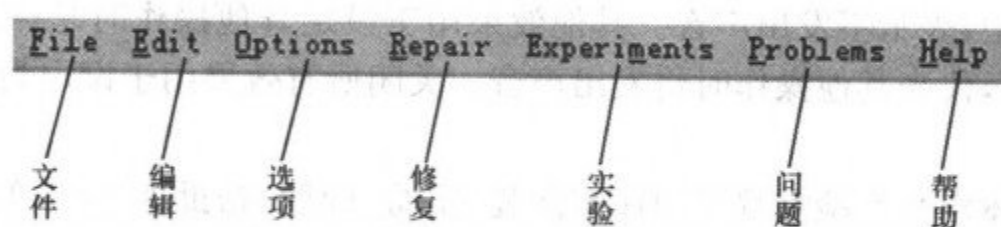


图 17-3 Edison4.0 的菜单

文件菜单主要包括新建、打开、保存、另存为、打开实验组、打开问题组、导出、复制到剪贴板、打印、打印设置和退出命令,如图 17-4 所示。

编辑菜单中包括选择部件架、背景图片、宏、修改参数、删除、全部修复和重新绘制命令,如图 17-5 所示。

New	Ctrl+N	新建
Open...	Ctrl+O	打开
Save	Ctrl+S	保存
Save as...		另存为
Open experiment set		打开实验组
Open problem set		打开问题组
Export...		导出
Copy to clipboard		复制到剪贴板
Print		打印
Print Setup		打印设置
Exit		退出

图 17-4 文件菜单

Select shelf		选择部件架
Background picture		背景图片
Macro		宏
Modify parameter		修改参数
Delete		删除
Repair all		全部修复
Repaint	F5	重新绘制

图 17-5 编辑菜单

在编辑菜单中,Select shelf(选择部件架)和 Macro(宏)还有子菜单,关于宏的具体使用,本章不作详细介绍。

选项菜单中包括声音效果、显示故障、框架颜色、导线颜色、移动时持住线、部件架上的提示、电路上的提示等命令,如图 17-6 所示。

在选项菜单的声音效果中还有子菜单弹出部件架、电动机、短路等命令,如图 17-7 所示。

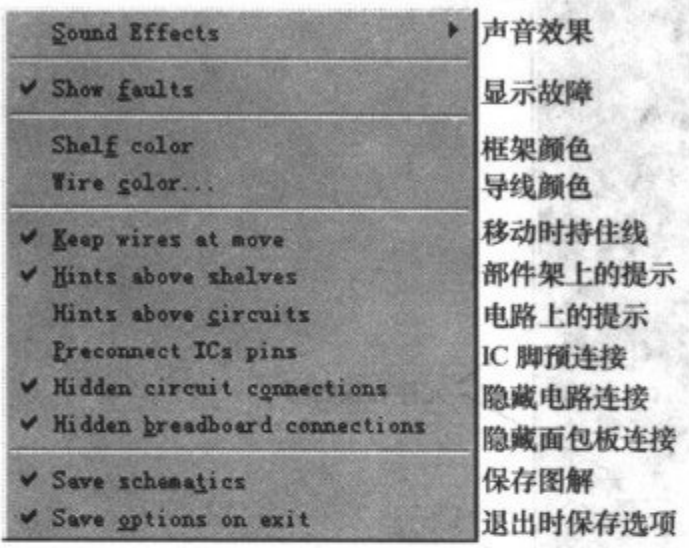


图 17-6 选项菜单

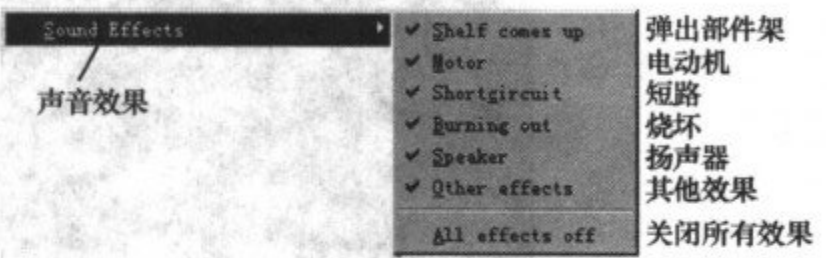


图 17-7 声音效果的子菜单

如果在选中弹出部件架、电动机、短路、烧坏或扬声器,即前面有“✓”,则设定电路发出声音,若未选中,表示不发出声音。其他效果用于设定其他操作时是否发出声音,如果本项左边打“✓”,代表其他操作时将发出声音。关闭所有效果用于设定为静音状态,不发出任何声音。

此外,在立体声光实验室视窗中还有修复、实验、问题、帮助四个菜单:修复菜单用于修复电路的故障;实验菜单用于进入各项实验项目;问题菜单用于进入各项测验问题;帮助菜单里提供 Edison4 操作的各项说明。

2. 元件和仪器库

在立体声光实验室里,左上角和右下角是元件和仪器库,里面提供了包括灯泡、电源、熔断丝、电位器、开关、电容、电感线圈、电阻、电动机、喇叭、二极管、三极管、门电路和触发器等常用实体电子元器件,此外还有信号发生器、示波器、信号分析器、万用表、欧姆表、伏特表和安培表等测量仪器。用鼠标在元件和仪器库中每点击一次,里面的元件或仪器将更新一次。下面分别介绍元件和仪器库的各类元件和仪器。

(1)电源类元件库

电源类元件库主要有可调电源,1.5V、4.5V、9V 电池以及熔断丝和灯泡,如图 17-8 所示。

Edison4.0 的每个部件都有一个或更多的参数供我们修改,修改的方法是:先把部件移到实验工作台,然后移动鼠标到部件上,当鼠标箭头右边出现“?”图标时,双击右键,即可弹出属性对话框。

对于可调电源,通过其属性对话框,可对其内部电阻、实际电压、电压步幅、最大和最小电压等属性进行调整,如图 17-9 所示。

对于电池,通过其属性对话框,可对其内阻进行调整;对于灯泡,通过其属性对话框,

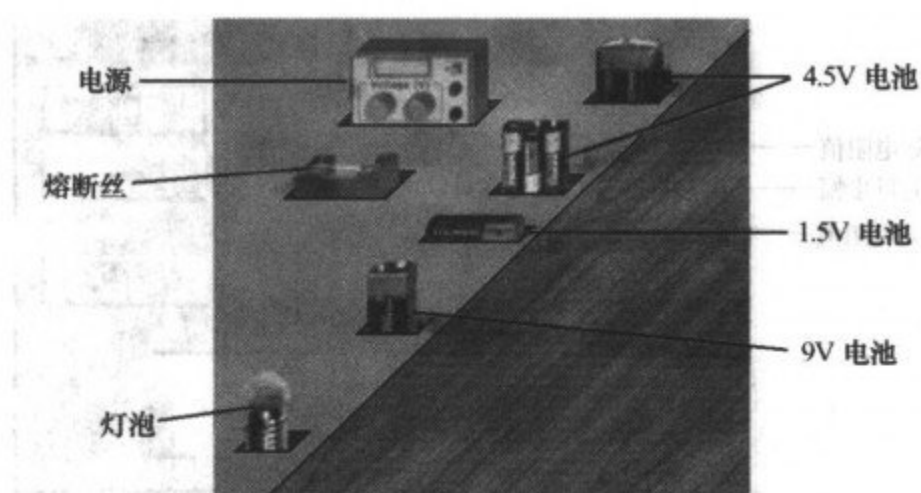


图 17-8 电源类元件库

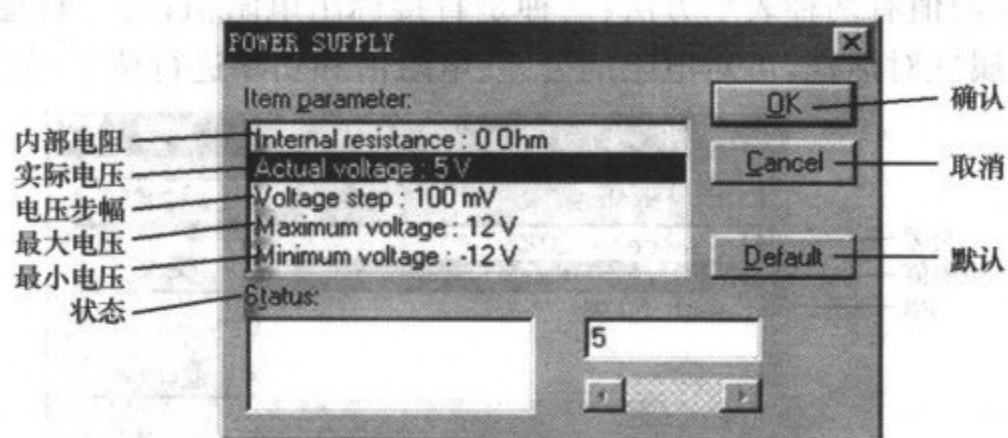


图 17-9 可调电源的属性对话框

可对其额定功率和额定电压进行调整；对于熔断丝，通过其属性对话框，可对熔断丝的最大电流、电压降和额定电流进行调整。

(2) 常用元器件库

常用元器件库主要有电动机、电位器、电阻、电容、电感等，如图 17-10 所示。

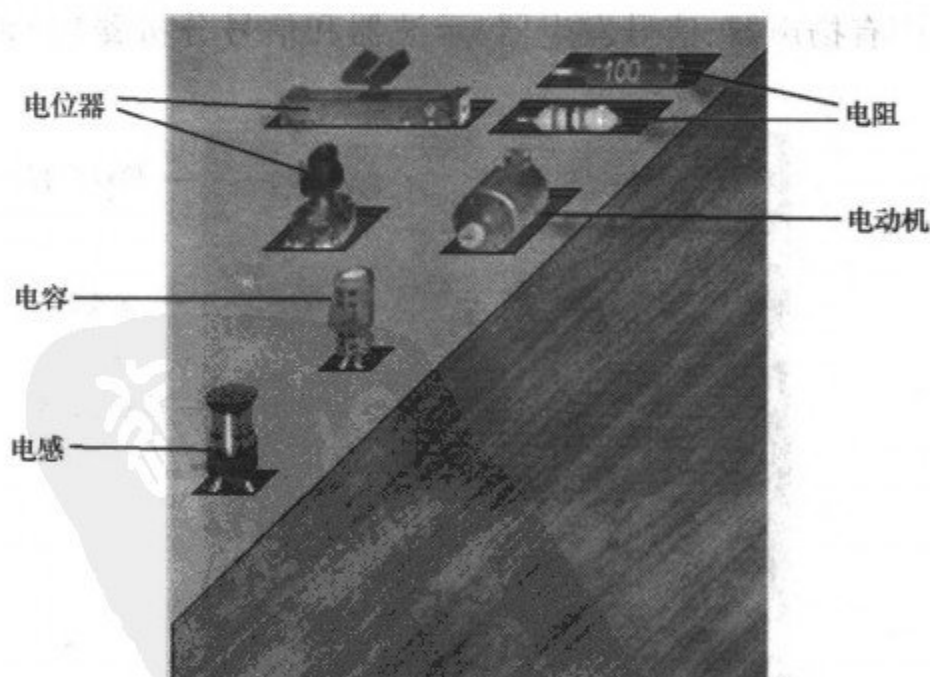


图 17-10 常用元器件库

对于电动机，通过其属性对话框，可对额定功率和额定电压进行调整。

对于电位器，通过其属性对话框，可对实际电阻值、电阻步幅和最大电阻值进行调整，如图 17-11 所示。

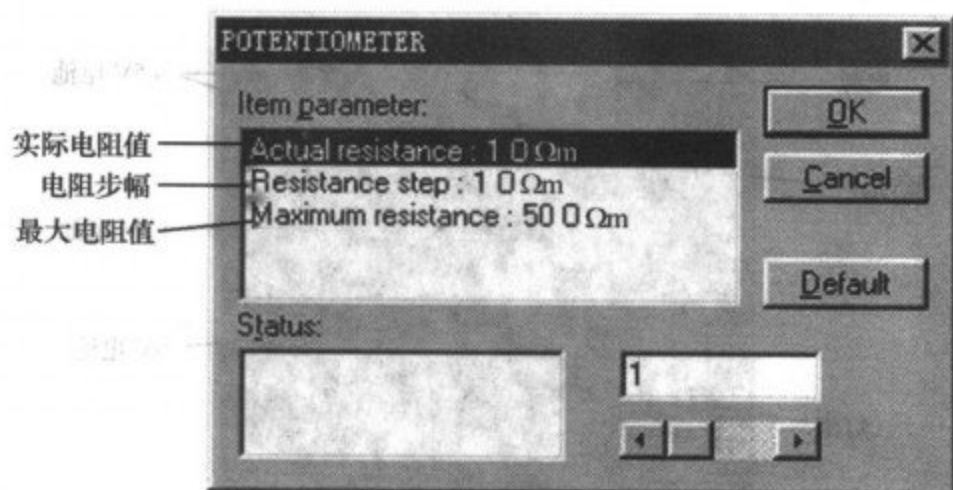


图 17-11 电位器的属性对话框

对于电阻,其阻值有两种表示方法:一种是直接标出电阻值;另一种通过色环进行标注。通过电阻的属性对话框,可对电阻的公差、电阻值和功率进行调整,如图 17-12 所示。

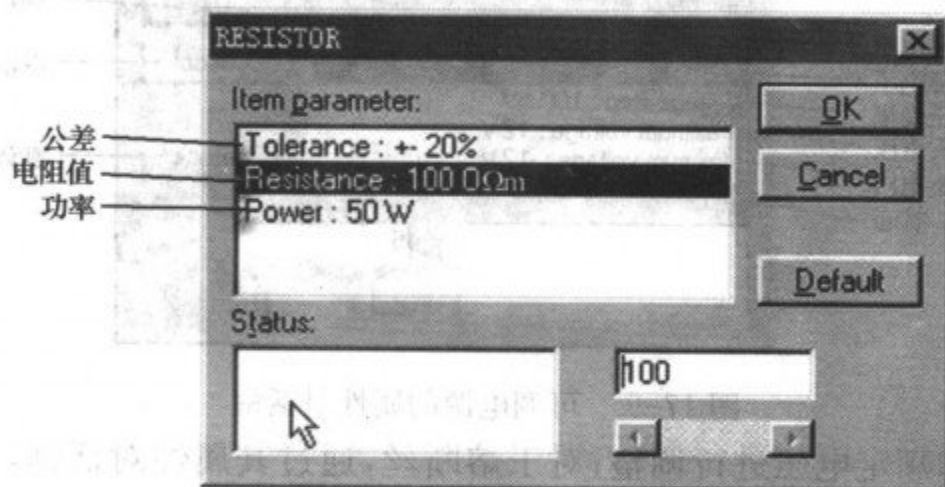


图 17-12 电阻的属性对话框

对于电容和电感,通过其属性对话框,可对电容和电感进行调整。

(3) 扬声器和仪器库

扬声器和仪器库有扬声器、信号发生器、示波器和信号分析器(扫频仪),如图 17-13 所示。

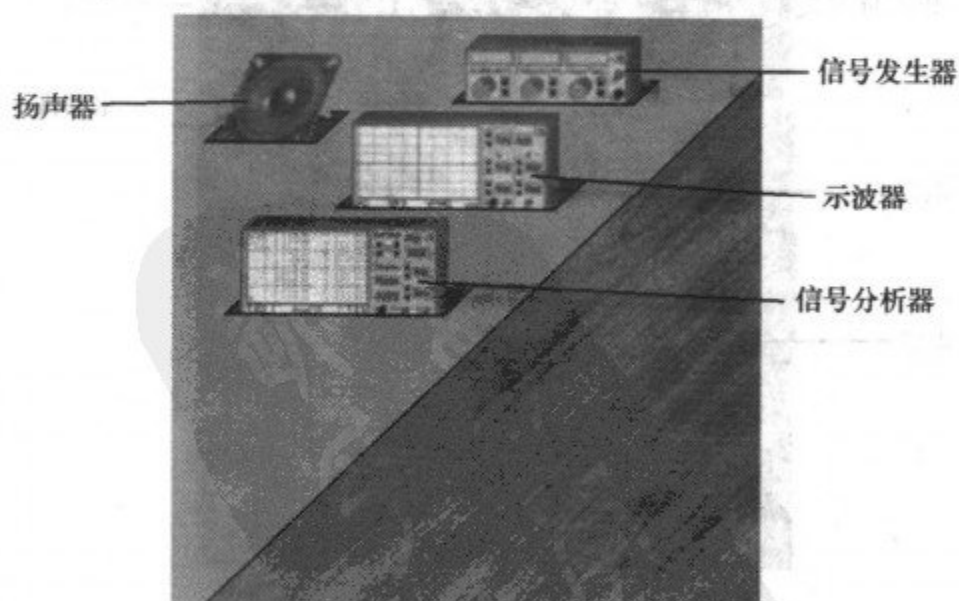


图 17-13 扬声器和仪器库

扬声器可通过其属性对话框,对其阻抗进行调整。

信号发生器用来产生一定频率、幅度和相位的正弦波信号。信号发生器的面板如图 17-14 所示。



图 17-14 信号发生器面板

双击信号发生器,可进入信号发生器的属性对话框,如图 17-15 所示。可调整的内容从上到下依次是:当前频率、频率步幅、最大频率、最小频率、当前相位移、相位移步幅、最大相位移、最小相位移、信号形式、当前电压、电压步幅、最大电压和最小电压。

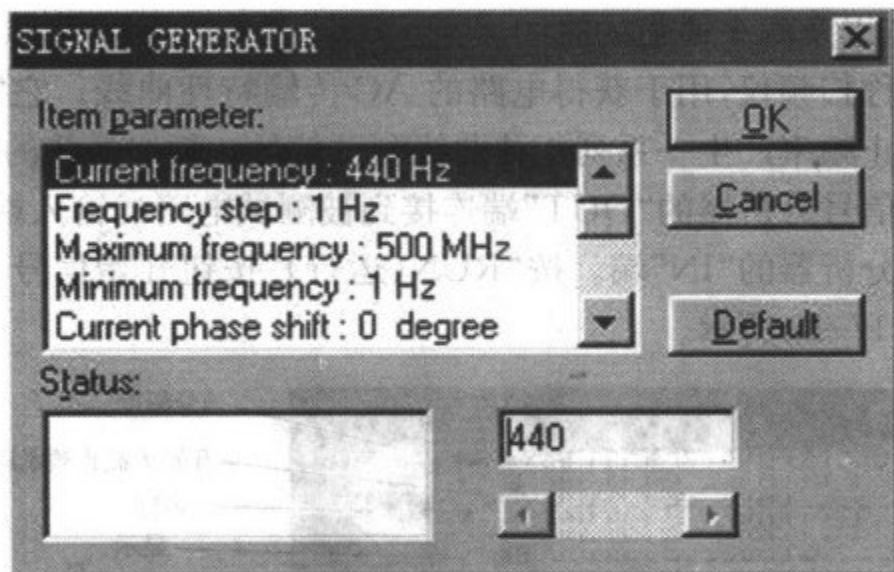


图 17-15 信号发生器属性对话框

示波器为双踪示波器,能同时显示两个通道 A 和 B。示波器的面板如图 17-16 所示。

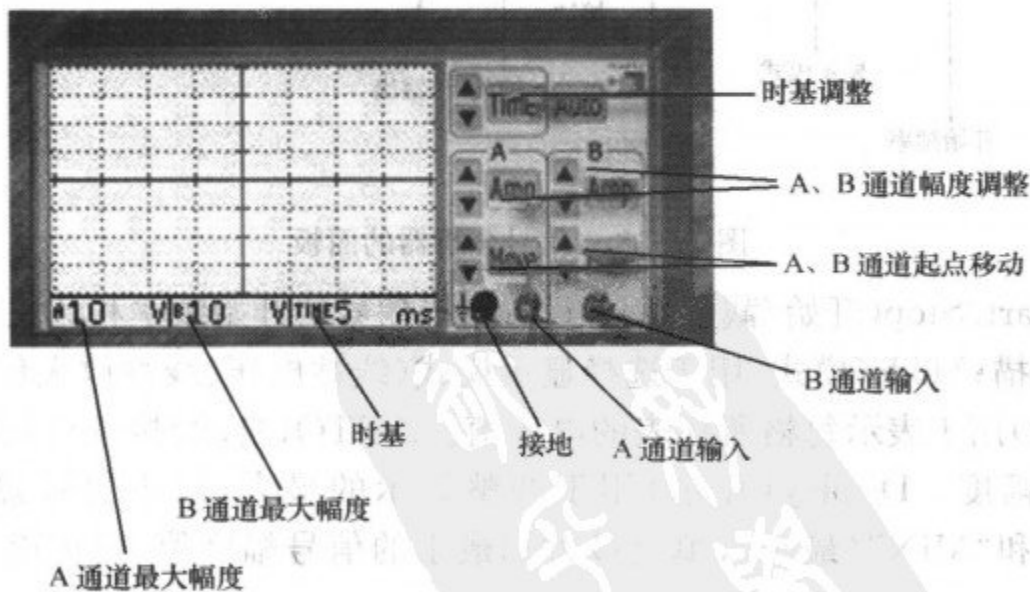


图 17-16 示波器的面板

双击示波器,可进入示波器的属性对话框,如图 17-17 所示。

属性对话框中可对 A 通道最大电压、A 通道起点移动、B 通道最大电压、B 通道起点移动和时基调整进行调整。

示波器上的“AUTO”为自动按钮,当这个按钮被按下时,系统会自动设置好输出结

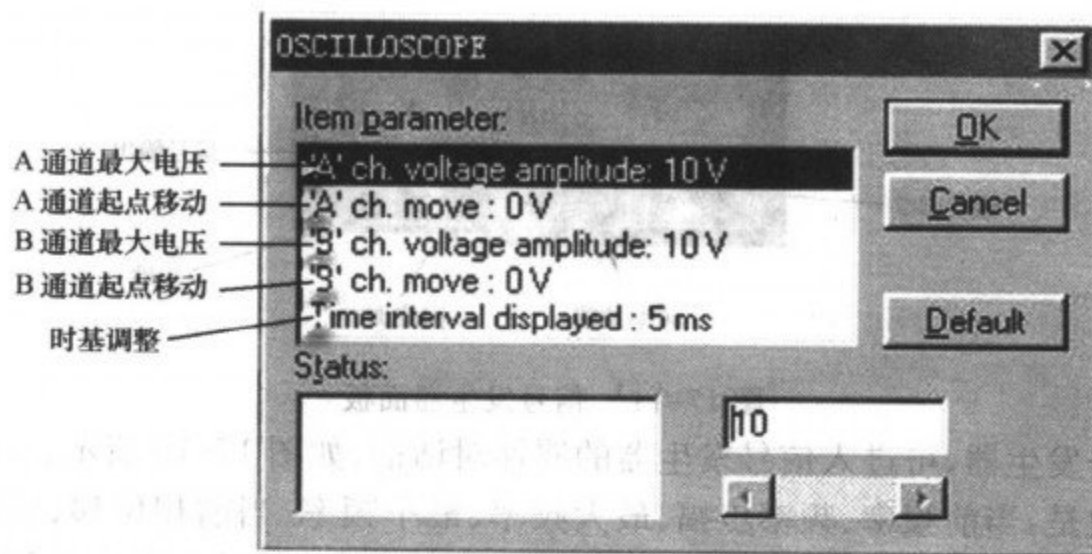


图 17-17 示波器的属性对话框

果的显示幅度、起点以及两个通道的时间。

信号分析器也称扫频仪,用于获得电路的 AC 传输特性曲线。它能按指定的信号幅度从起始频率到终止频率产生一系列正弦曲线测试信号。频率变化的数量是由指定的采样数量决定的。将信号分析器的“OUT”端连接到被测试电路的输入端;将被测试电路的输出端连接到信号分析器的“IN”端。按“RUN(运行)”按钮开始信号分析器的扫描。信号分析器面板如图 17-18 所示。

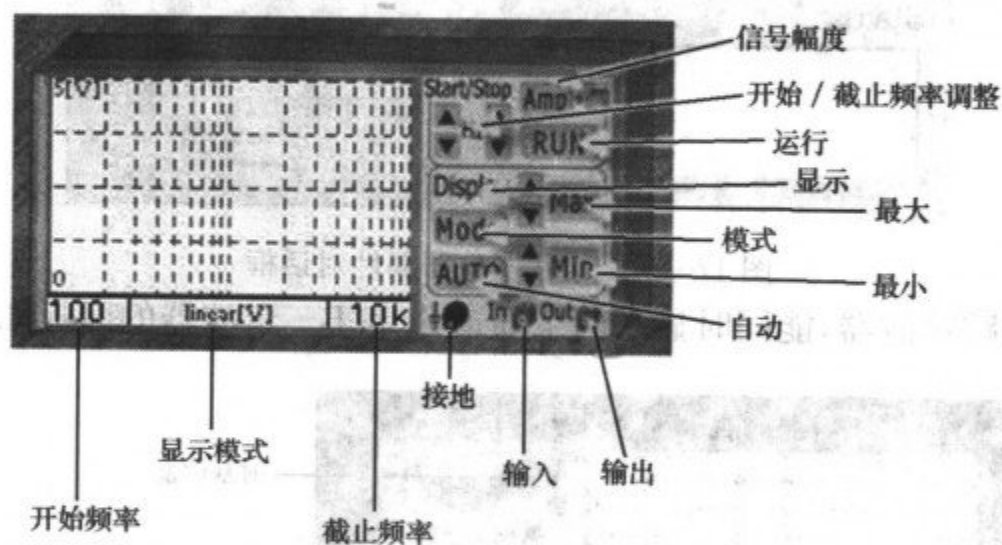


图 17-18 信号分析器的面板

面板中,Start/Stop(开始/截止)用于设置扫描信号的开始频率和截止频率;RUN(运行)用来开始扫描;Mode(模式)用于选择显示模式(线性电压、线性放大倍数、对数 dB);Amp(信号幅度)用于表示每格所代表的电压值。AUTO(自动)按钮可以根据输入信号自动设置显示幅度。Display(显示)用于调整显示的最大、最小信号幅度,可以单击“MAX”(最大)和“MIN”(最小),填上最大和最小的信号幅度值,也可以点击增减箭头调整。

(4) 半导体元器件库

半导体元器件库有发光二极管、二极管、三极管和场效应管等,如图 17-19 所示。

(5) 逻辑门元器件库

逻辑门元器件库有与门、与非门、或门、或非门、非门、异或门和接地等,如图 17-20 所示。

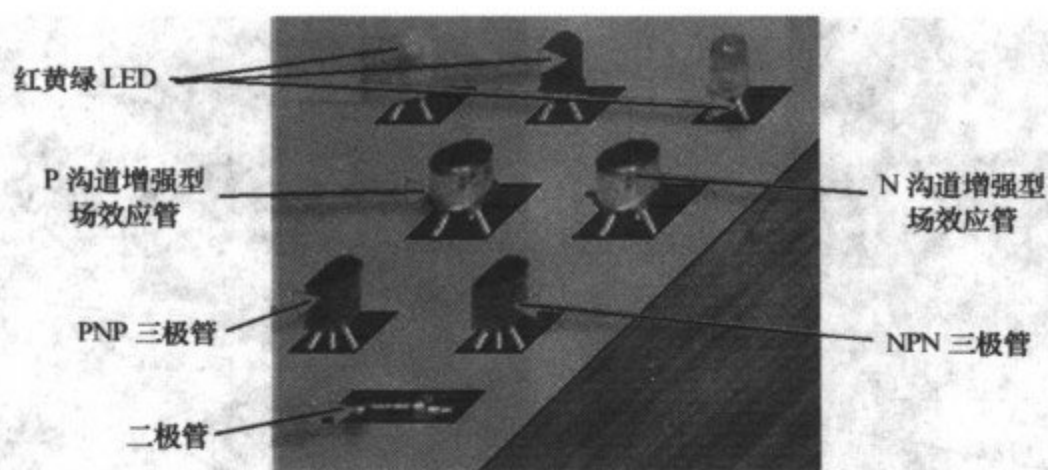


图 17-19 半导体元器件库

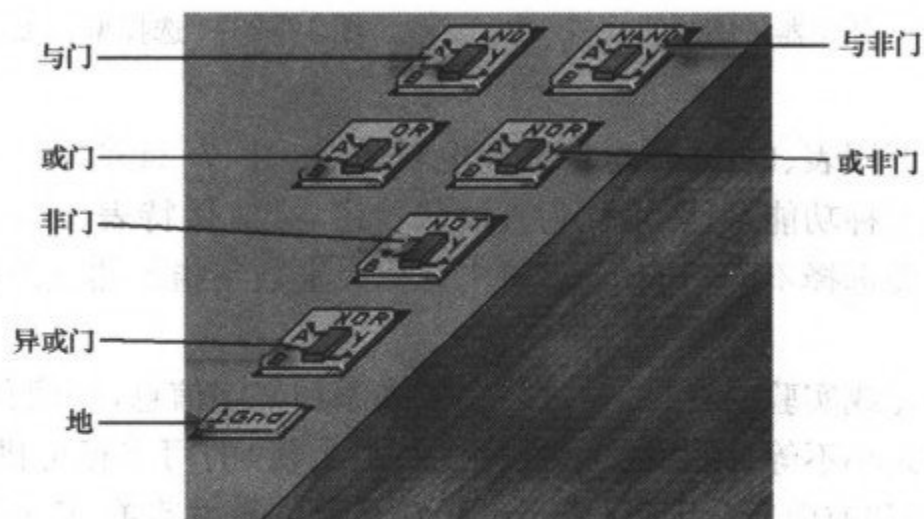


图 17-20 逻辑门元器件库

(6) IC 器件库

IC 器件库有 555 时基电路、741 放大器、JK 触发器、D 触发器和锁存器,如图 17-21 所示。

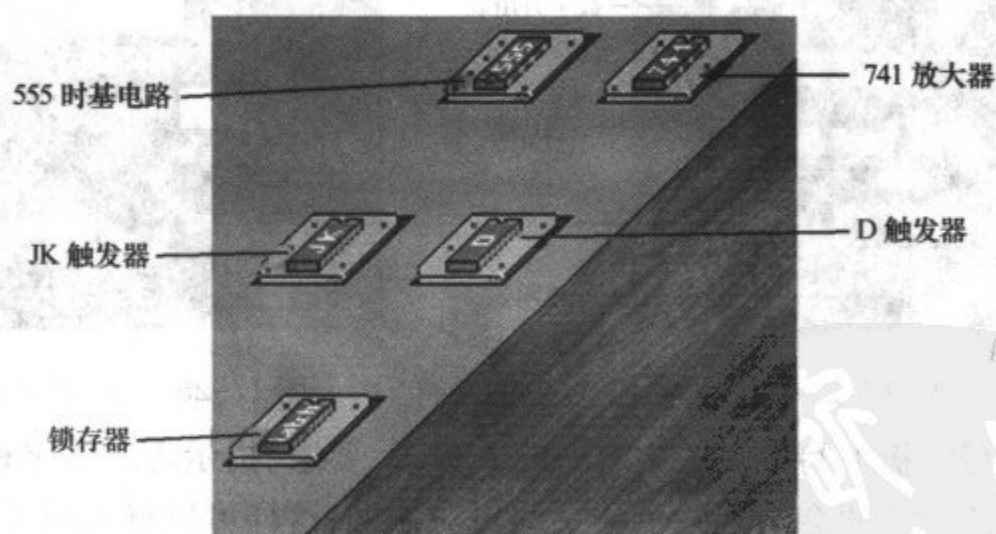


图 17-21 IC 器件库

(7) 开关器件库

开关器件库有按压式开关、按钮开关、扳钮开关和连接器,如图 17-22 所示。

连接器也称接线柱,应用连接器可用来连接电线,每个连接头允许连接的数量不限,也就是说,能连接任意多的线到一个连接器,它对电路没有电的影响且没有错误状态。

(8) 选择型开关和继电器库

选择型开关和继电器库有选择型开关和继电器,如图 17-23 所示。

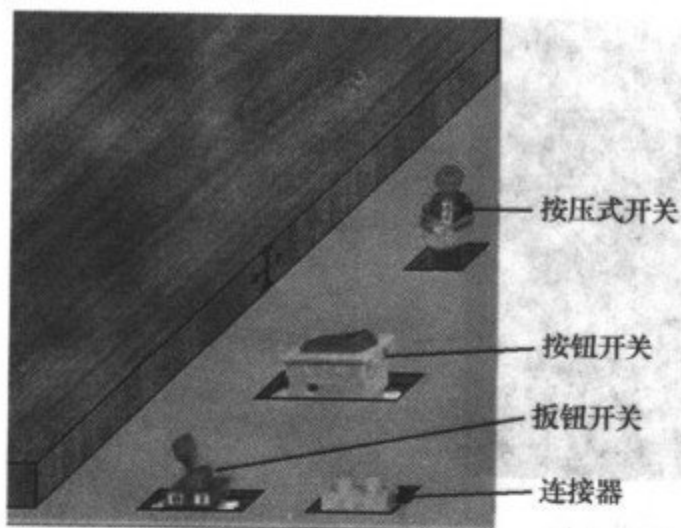


图 17-22 开关器件库

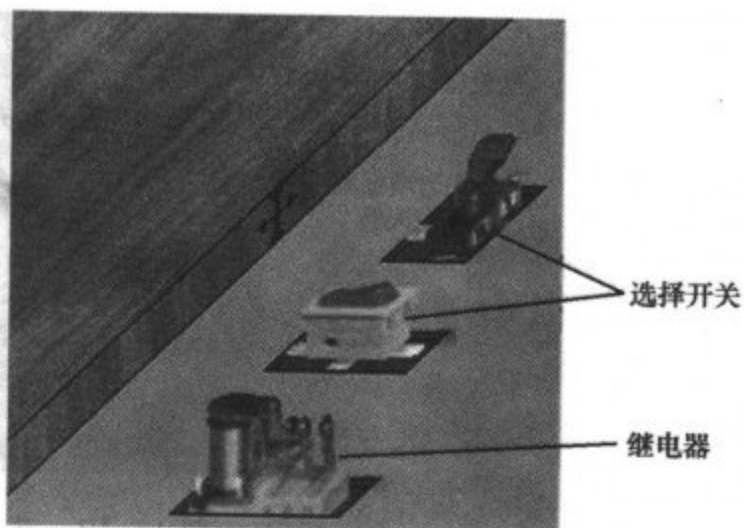


图 17-23 选择型开关和继电器库

(9) 仪表库

仪表库有数字万用表、电压表、电流表和电阻表,如图 17-24 所示。

数字万用表有五种功能,可分别作为直流伏特表、交流伏特表、欧姆表、直流电流表、交流电流表使用。要选择不同功能,只需单击万用表上数字指示器上的相应按钮。

(10) 写字板

在进行电路组建或实验时,可以通过写字板来添加文字信息,好像我们平时用的黑板一样。其中有四种大小不等(微型板、小板、大板、超大板)的写字板可供选择。需要注意的是,写字板的调用和前面所述的部件不一样,它必须单击主菜单“Edit”(编辑)下的“Select Shelf”(选择部件架)来启动,启动后,在元件和仪器库上便出现了大小不等的四块写字板,如图 17-25 所示,然后才能像其他部件一样调用。

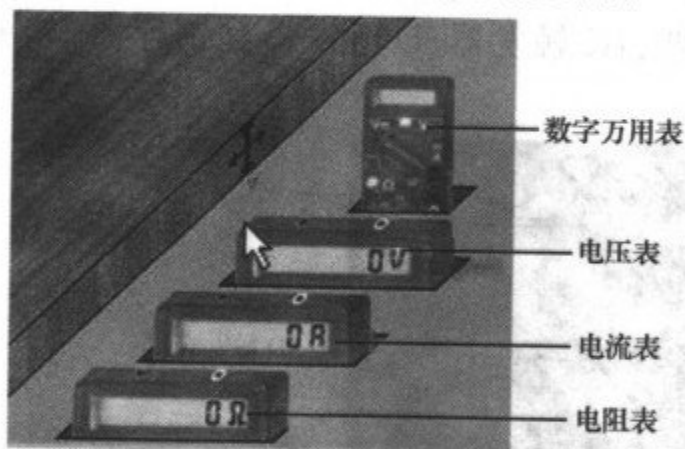


图 17-24 仪表库

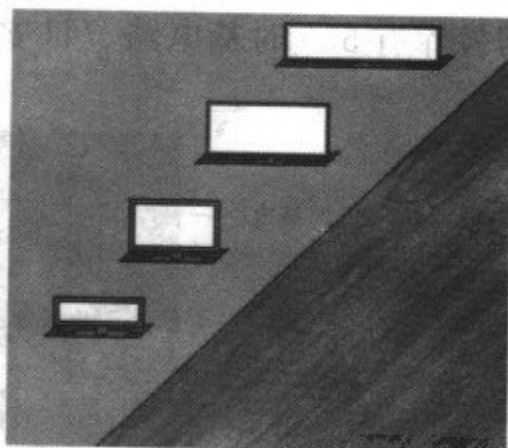



图 17-25 四块写字板

我们可以在写字板上写下实验内容、步骤、原理、要求、提示等。写字板调用到实验工作台后,双击该写字板,便会出现一个文字编辑对话框,这样可以输入想要书写的内容,如图 17-26 所示。

重点提示:绝大多数部件均有一个错误状态参数,注明为可操作状态或故障状态。如果你设置了错误状态,还能模拟一些可能的部件故障。下面以电容器元器件的错误状态设置方法为例进行说明。方法是:先将电容器放在实验工作台上,然后选择主菜单上“Edit”(编辑)下的“Modify parameter”(修改参数)功能项,鼠标箭头右下边出现  图标时,单击欲修改电容器部件,系统弹出如图 17-27 所示的对话框,在该对话框中的“项目参数”栏内多出了“错误状态”一项,点击该项目,在下面的状态栏内即可选择“无故障”、“开路”和“短路”。

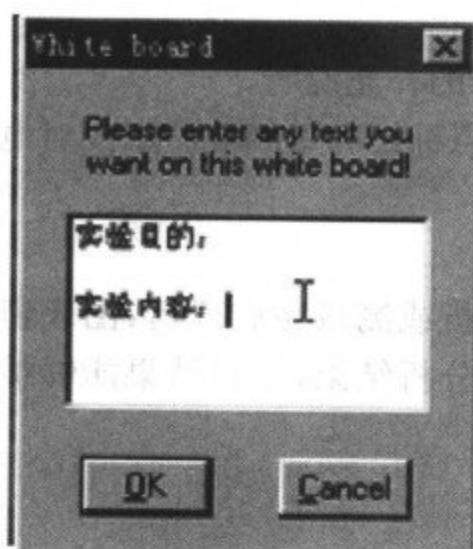


图 17-26 文字编辑对话框

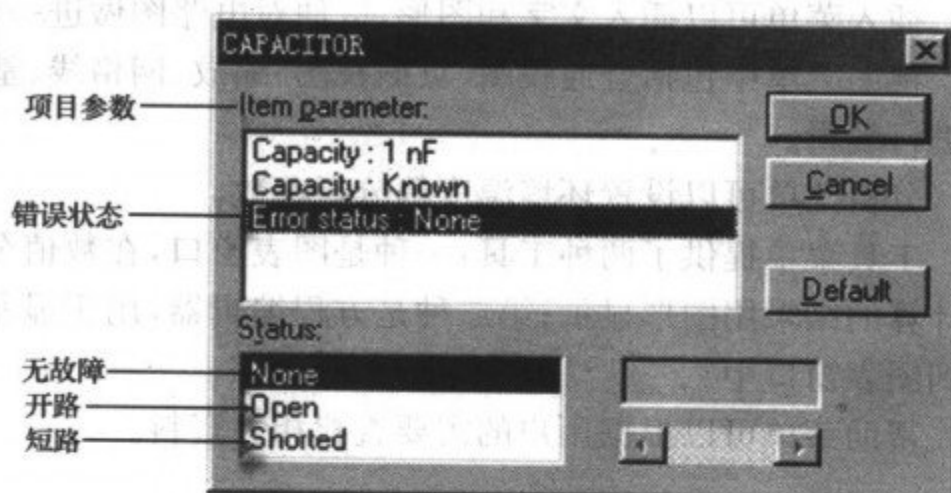


图 17-27 电容器参数属性对话框

3. 实验工作台

在立体声光实验室里,最明显的就是工作台,工作台是做电子实验所必备的。Edison4.0 的工作台是可以变化的,也就是说,我们可以通过 Edit(编辑)→Background Picture(背景图片)选择背景图片。

三、电路图分析器

Edison4.0 右边的视窗为电路图分析器,用于产生实物的电路图。电路图分析窗口菜单中,有文件、编辑、插入、查看、分析、工具和帮助七个菜单项,如图 17-28 所示。Edison4.0 可通过这个窗口将实验工作台上的实物以电路的形式表示出来。

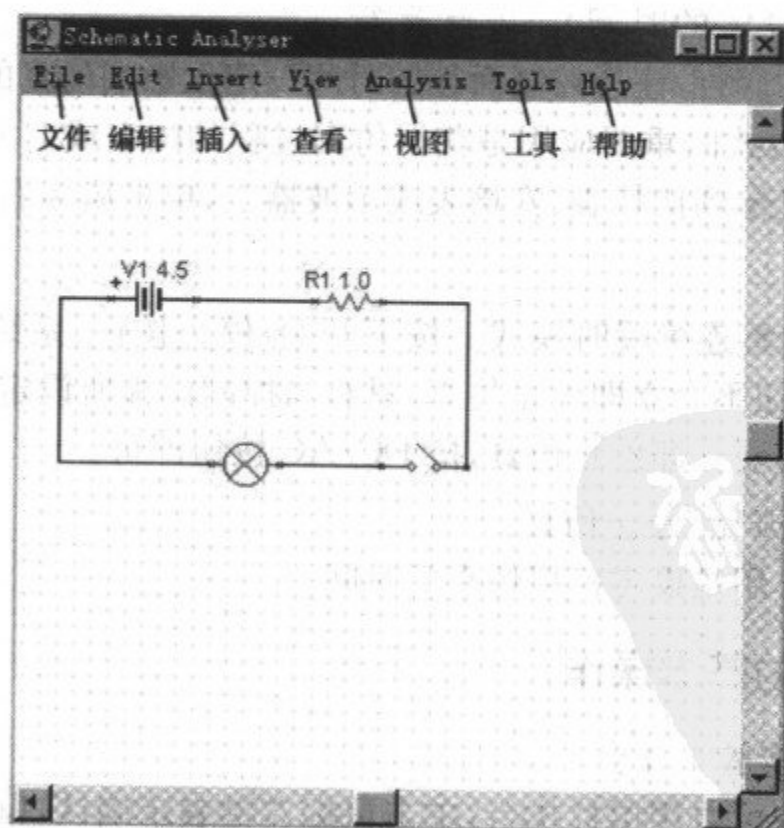


图 17-28 电路图分析窗口

文件菜单功能比较简单,其作用是对电路文件进行管理,包括保存、另存为、打印、打印设置等。

编辑菜单可以提供一般的编辑功能,如复制、粘贴等。

插入菜单可以插入文字和图形,以便对电路图做进一步的补充说明。

视图菜单中包括普通视图、页面视图、缩放、网格线、基点标记和重画等。以便对电路图进行编辑。


分析菜单可以设置环境温度等分析参数。

工具菜单提供了两种工具:一种是图表窗口,在数值分析或测量完成以后,图表窗口把计算的结果用图形显示;第二种是方程编辑器,用于显示分析结果,分析结果能够被拷贝到图表窗口中。

帮助菜单可以根据用户的需要查找相关资料。

四、Edison4.0 的控制面板

Edison4.0 的控制面板如图 17-29 所示,虽然控制面板只有四个功能按钮,但在模拟实验中给我们提供了很大的方便,下面介绍这几个按钮的作用。

按钮作用是设置直流或交流(DC/AC)模式。这是系统的默认方式,这种方式就是假定所有电流和电压不变或按正弦波曲线改变。它能呈现直流(DC)电流/电压的直流值以及交流(AC)电流/电压的有效值或峰-峰值。

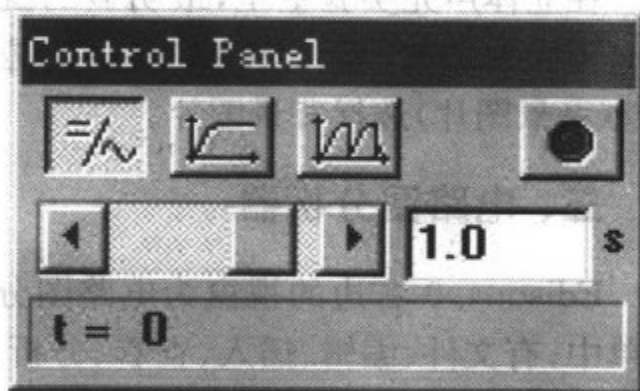





图 17-29 控制面板

按钮作用是设置单个瞬时模式。按下开始/停止按钮,系统将进行单个脉冲仿真(从零时间到控制面板所设定的时间)。实际运行时间显示在控制面板的底行,注意控制面板的时间设定也影响仿真的实际执行时间,默认仿真时间是 1s。这种方式的重要应用是获得仿真过程的图表或公式,当仿真结束(开始/停止按钮弹出),移动光标到伏特表、安培表或示波器上,单击鼠标右键,会显示图表、公式等快捷菜单。

按钮作用是设置连续瞬时模式。按下开始/停止按钮,系统开始进行连续仿真。再次按下开始/停止按钮不会立即停止仿真,只有当控制面板所设定时间的下一个整数倍到达时才停止。如果需要立即停止仿真,按 DC/AC 按钮即可。

按钮的作用是开始/停止仿真。

下面的滚动条的作用是设定模拟仿真的时间。

五、Edison4.0 的基本操作

1. 将部件放置到实验工作台

系统的大多数命令可以用鼠标执行,单击鼠标左键表示确认,鼠标右键表示对对象的删除或操作的取消。

选取部件的方法是:将鼠标放置于部件之上,并按鼠标左键(或回车键),移动鼠标,则选定的部件会随着鼠标光标到实验工作台上,同时在右边的电路图绘制区内,也有一个和部件相应的元件符号随之移动,在合适的地方再次单击鼠标左键放置它,在选取和放置部

件时还会听到计算机音箱中发出“啪”、“嗒”的声音。

在移动部件时,不必一直按住鼠标左键不放,当部件被移动时,还能通过按“Ctrl”键进行旋转,但并不是所有部件都能旋转。

如果选错了部件,可以按鼠标右键取消,如果部件已放置到了实验工作台上想移去,只需用鼠标左键按住该部件拖拽到元件和仪器库上,再点击右键即可。

2. 添加和删除连线

当部件已在实验工作台上放置妥当后,还需要将它们用导线连接。连接导线的方法是:移动鼠标光标至其中一个部件的连接终端,直到光标变为一个中间有个小钉子的小圆圈,按一下鼠标左键,移动鼠标,则有一条连线被拖出,你能画任意曲线,系统将自动创建平滑路径,继续移动光标到另一个部件的终端,鼠标光标又变为小圆圈,并点击鼠标左键,计算机音箱内发出“嗒”的一声,则该条连线连接成功。同时右边的电路图绘制区内也会出现相应的连接导线,并且是用整洁的直角线代替徒手画的线,如果在该条连线还未连接完成时需要更改,只需点击鼠标右键,连线会一段一段地撤消。

如果需要将三条或更多的连线连在一起,可放置一个连接器,并用它连接其余的线。在连接连线时还需注意一点,因连接部件的连线的走向同时还决定了右侧电路图绘制区内电路的导线走向,所以要保证连接好部件的同时又要使电路图规范,就必须在对部件连线时注意连线的走向和距离。

删除连线的方法是:将光标移至需删除连线的任意位置处,此时鼠标光标变为手形,单击鼠标左键,该条连线变为绿色,再选择菜单“Edit”(编辑)下的“Delete”(删除)或按键盘上的“Delete”键即可,如果想撤消已选定的连线,按鼠标右键或“Esc”键,也可将鼠标在其他空白区域单击一下左键或右键。

3. 移动和删除实验工作台上的部件

要移动部件到另一个位置,放置光标到该部件之上,并按住鼠标左键不放,这样就能拖拽部件并将其落在新位置。注意当部件被拖拽时,所有连接剩它的连线都将被删除,这样显然不太好,这里有个小技巧,只需将主菜单“Option”(选项)下的“Keep wires at move”(移动时持住线)选定,也就是在这个功能项前面打√。

另一种移动部件的方法是:将光标移至需移动的部件上,此时光标右侧会出现“?”号(有些部件没有),再单击鼠标右键,在出现的快捷菜单中选择“Move”(移动),将鼠标点击“Move”,便能移动部件,放下部件到新位置,点击鼠标左键确认即可。

删除部件的方法是:将鼠标点击部件,此时部件周围出现一圈绿线,再选择菜单“Edit”(编辑)下的“Delete”(删除)或按键盘上的“Delete”键。也可在需要删除的部件上点击鼠标右键,在出现的快捷菜单上选择“Delete”(删除)。

4. 修复

当电路中的部件损坏后,可以使用修复命令来修复故障部件。方法是:首先选择主菜单上的“Repair”(修复)功能,此时光标将变成一螺丝刀的形状,将其指向故障部件,点击鼠标左键,便可立即修复。

需要注意的是,修复部件前,须弄清该部件是什么原因导致它损坏的,是电压过高,是可调电阻器调节不合适,还是什么其他原因,必须断开电源,有针对性地予以调节,否则,刚修复好的部件又会马上损坏(如电灯再次爆炸等),在普通编辑和实验方式下,系统将消

除错误并复原它的正常状态。有趣的是在问题解答方式下,若你找到了故障部位,它将为你喝彩,当你试着修理好部件时,它会毫不留情地嘲讽你。

重点提示:为了检验使用者对基本电路的掌握情况,Edison4 设置了问题栏,使用方法是:在主菜单上单击“Problems”(问题),在随后出现的对话框中单击“Problems”文件夹,如图 17-30 所示。

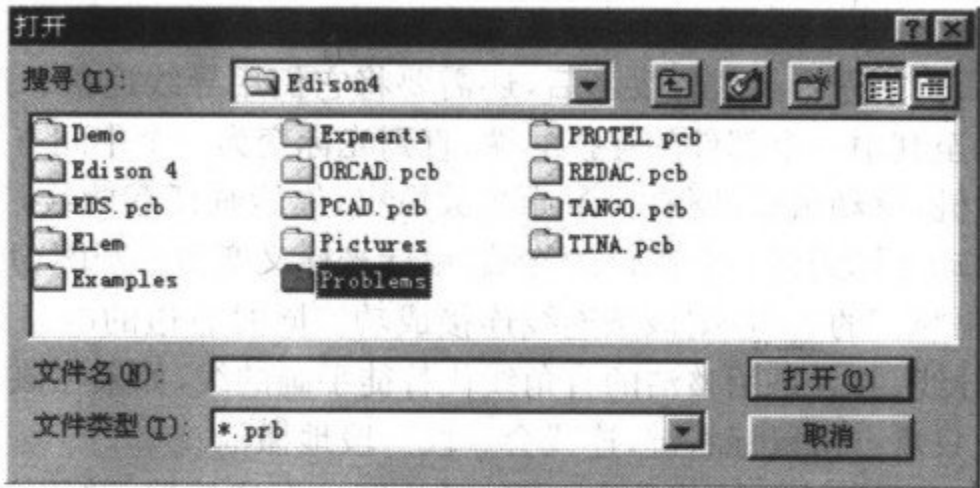


图 17-30 打开 Problems 文件夹

点击 Problems 文件夹的 demo.prb 文件,单击“打开”按钮,再次单击主菜单上的“Problems”选项,即可出现如图 17-31 所示的问题对话框,同时伴有进军的号角声。

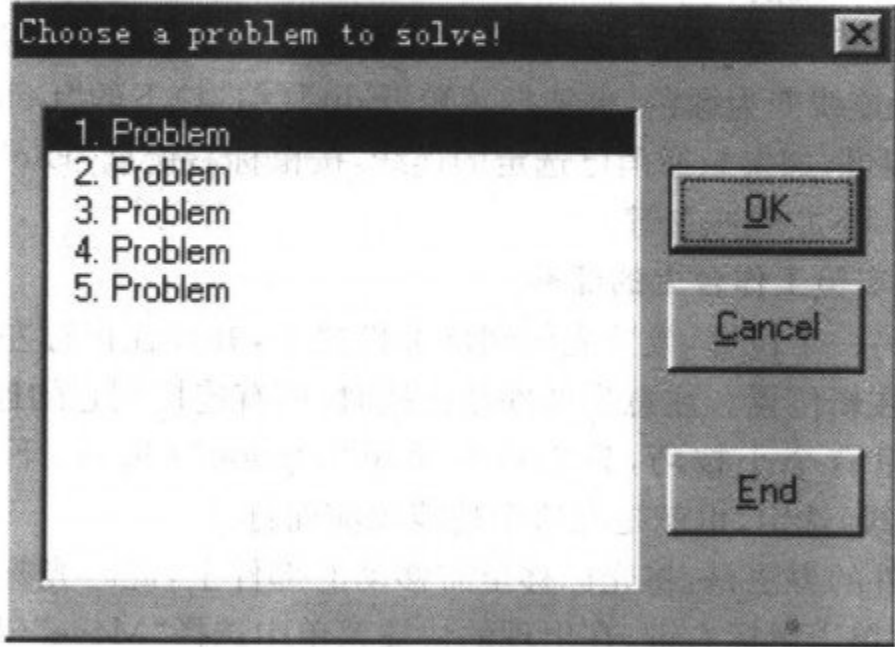


图 17-31 问题对话框

在对话框中共列出了五个问题,你可依次单击并确定,Edison4 会调出这五个问题让你回答,其中有选择题、排除故障题、计算填空题。在出示问题的同时,实验工作台上会出现实物连接图,电路图绘制区内也会出现电路图,在你解答这些问题过程中,如果你答对了,得了高分,它会给你掌声鼓励,要是你答错了,它也会毫不客气。

六、电路图编辑器

为了设计和仿真复杂电路,匈牙利 Designsoft Inc. 公司还设计推出的电路仿真软件 TINA, TINA 可简便快捷地绘制电路,可用 20 种电路分析模式和 7 种虚拟电学实验设备来分析电路。TINA 仿真电路的结果可展现在图表中或以虚拟仪器的方式显示,或在交互式模式下显示仿真结果。通过仿真分析,可获得电路的符号表达式、波特图、牛克斯图、

极点零点、瞬时响应和数字波形等各种图表。在 TINA 的图表窗口中,可用绘图工具来添加文字,改变字体、数轴、线宽、颜色等图线属性。还可将电路图粘贴到图表中或将图表粘贴到电路图中。当然也可以将电路图和图表粘贴到 Word、Powerpoint 等文档中。

其实,在 Edison4.0 软件中捆绑的电路图编辑器就是 TINA 软件的简化版,在 Edison4.0 的电路图编辑器里所提供的元器件库,与 TINA 软件提供的相差无几,它们分别放置在 10 个元器件示意图库里,只要切换到所要取用的元器件库即可选取所需元器件。下面对 Edison4.0 电路图编辑器的元器件库和主要功能简要进行介绍。

启动 Edison4.0 电路图编辑器的方法是:从开始菜单中找到 Edison4 文件夹,找到 Schematic Analyser 文件,如图 17-32 所示。双击 Schematic Analyser 文件,即可启动电路图编辑器,出现如图 17-33 所示的工作界面。

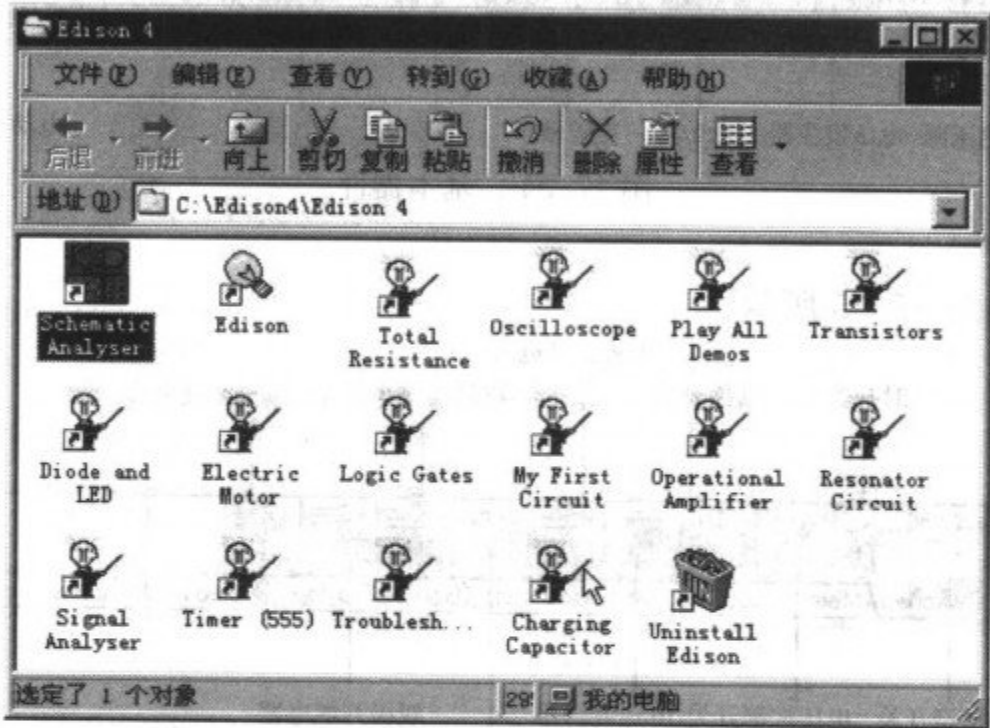


图 17-32 找到 Schematic Analyser 文件

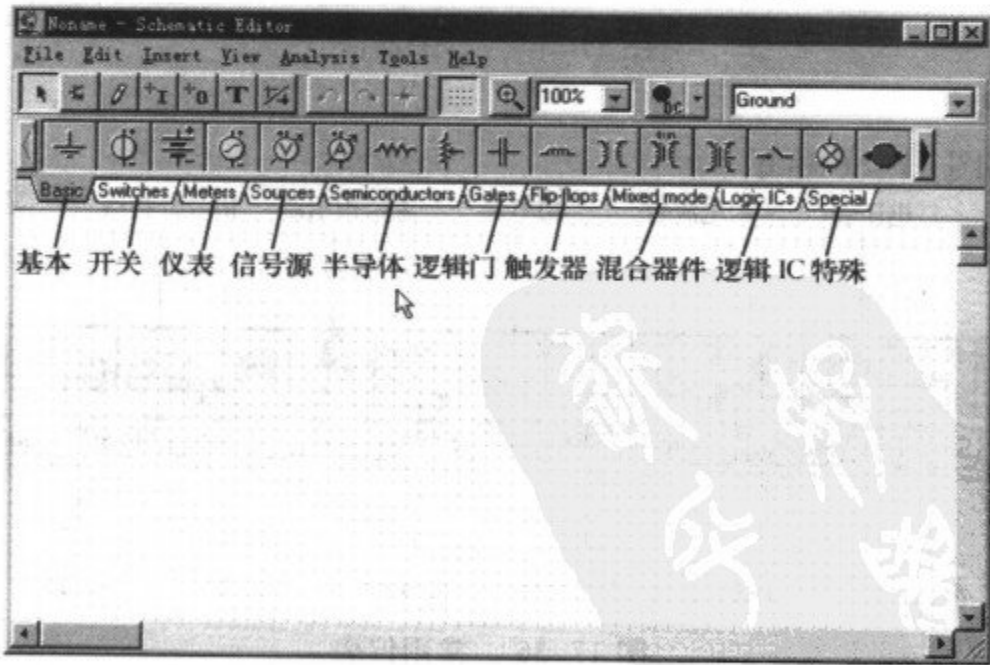


图 17-33 电路图编辑窗口

在图中,我们看到各类元件被分为基本、开关、仪表、信号源、半导体、逻辑门、触发器、混合器件、逻辑 IC、特类几大类。利用电路图编辑器,不仅可以进行电路原理图的绘制与编辑,还可以对其进行实时仿真分析。

1. 元器件库

在电路图编辑器元件库中,包含有最常见的元器件。电源、信号源和仪表也被看成是元件。电路图编辑器将元件分成“基本”、“开关”、“仪表”等 10 类,每种元件均以图标显示,调用十分方便。

(1) 基本器件

基本器件如图 17-34 所示。

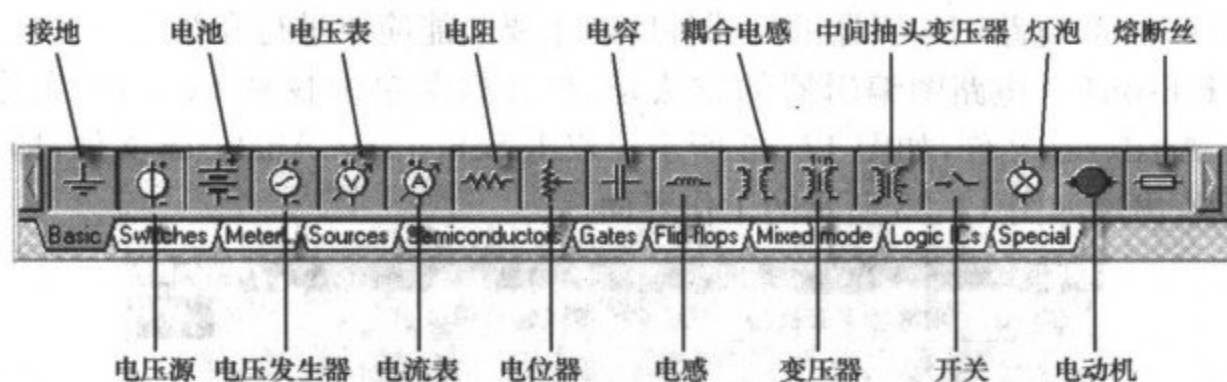


图 17-34 基本器件

(2) 开关器件

开关器件如图 17-35 所示。



图 17-35 开关器件

(3) 常用仪表

常用仪表如图 17-36 所示。

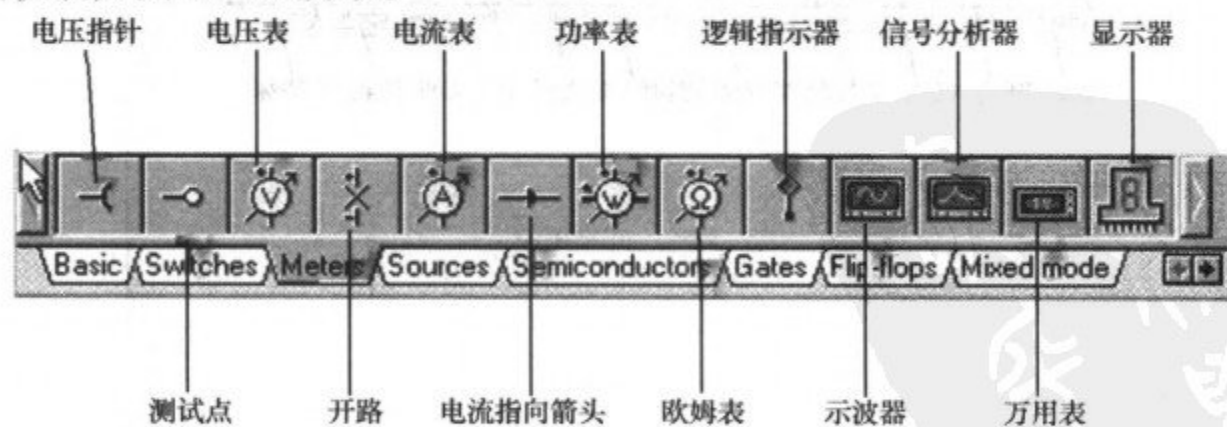


图 17-36 常用仪表

(4) 信号源

信号源如图 17-37 所示。

(5) 半导体器件

半导体器件如图 17-38 所示。

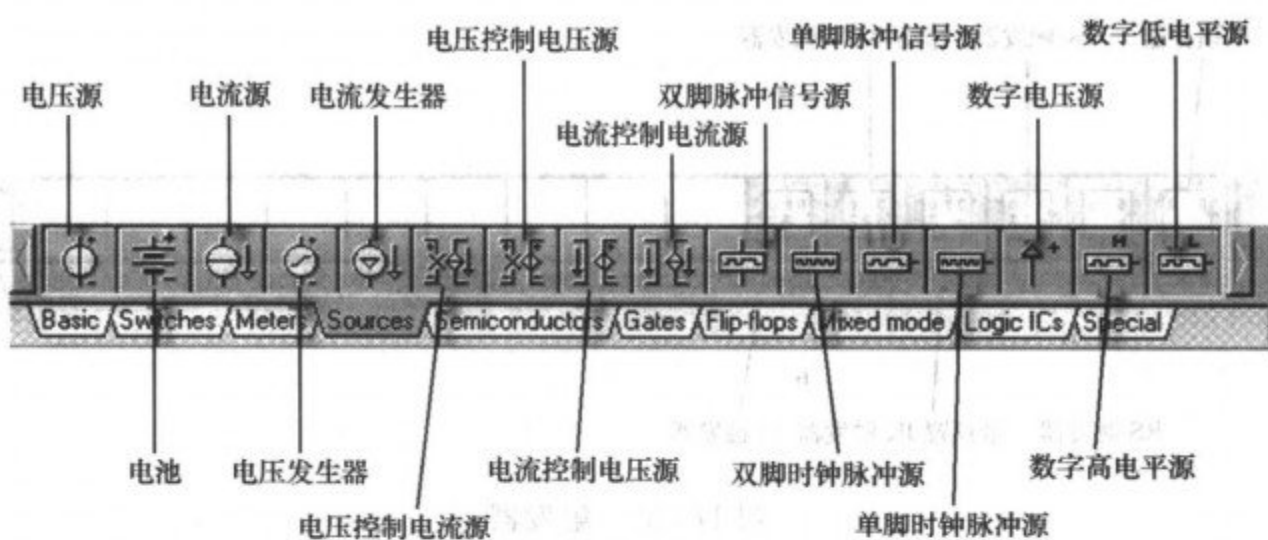


图 17-37 信号源



图 17-38 半导体器件

(6) 逻辑门

逻辑门如图 17-39 所示。

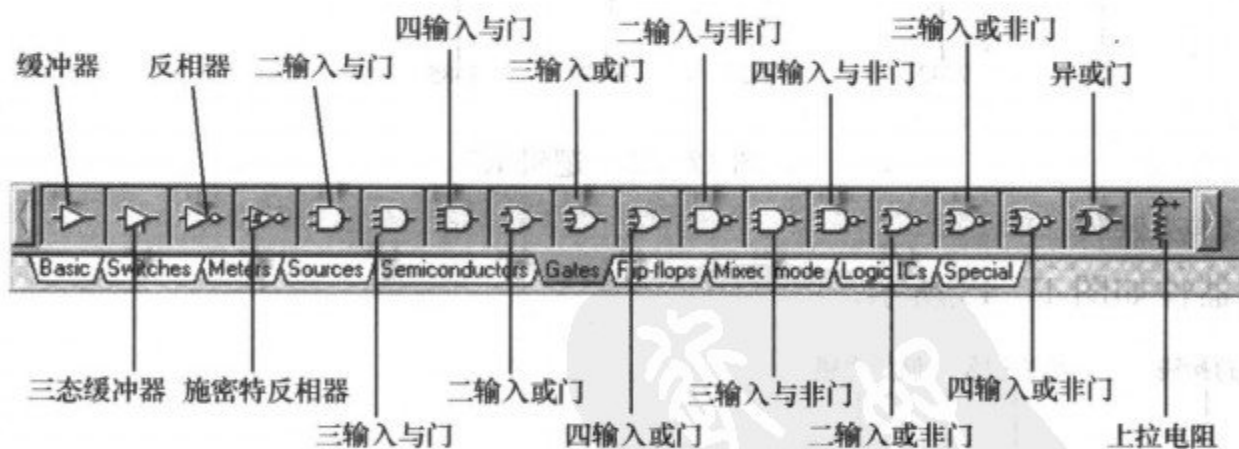


图 17-39 逻辑门

(7) 触发器

触发器如图 17-40 所示。

(8) 混合器件

混合器件如图 17-41 所示。

(9) 逻辑 IC

逻辑 IC 只列出了几个典型集成电路,如图 17-42 所示。

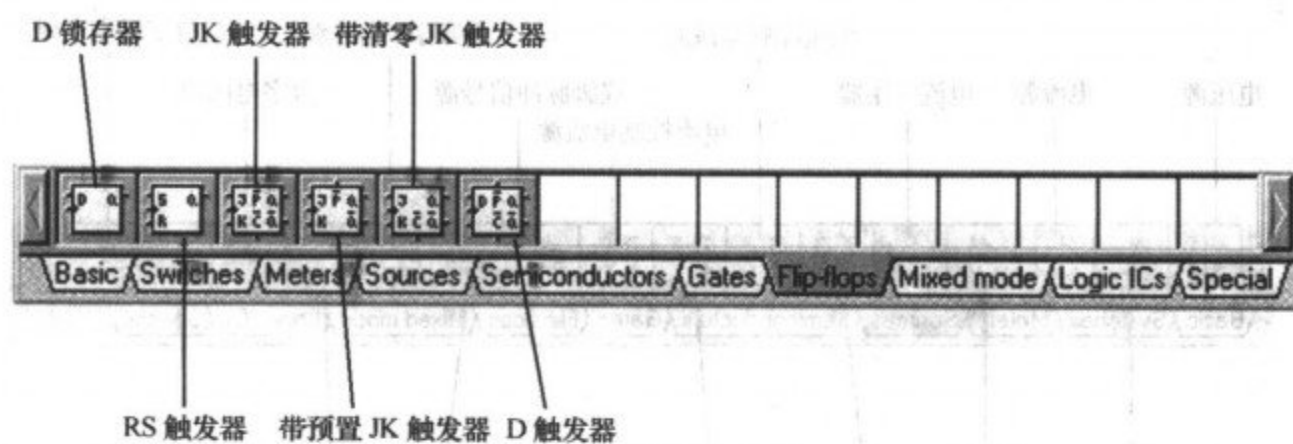


图 17-40 触发器

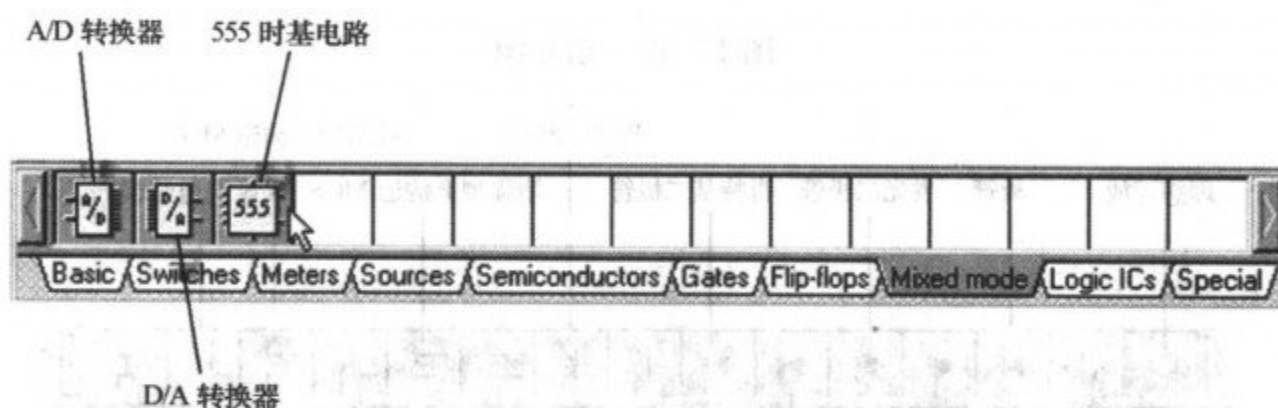


图 17-41 混合器件

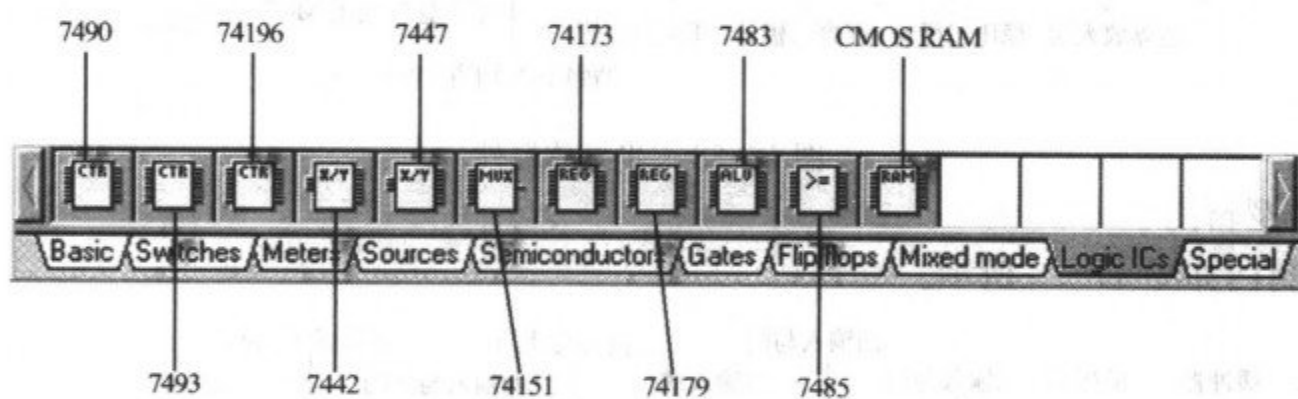


图 17-42 逻辑 IC

(10) 特殊器件

特殊器件如图 17-43 所示。

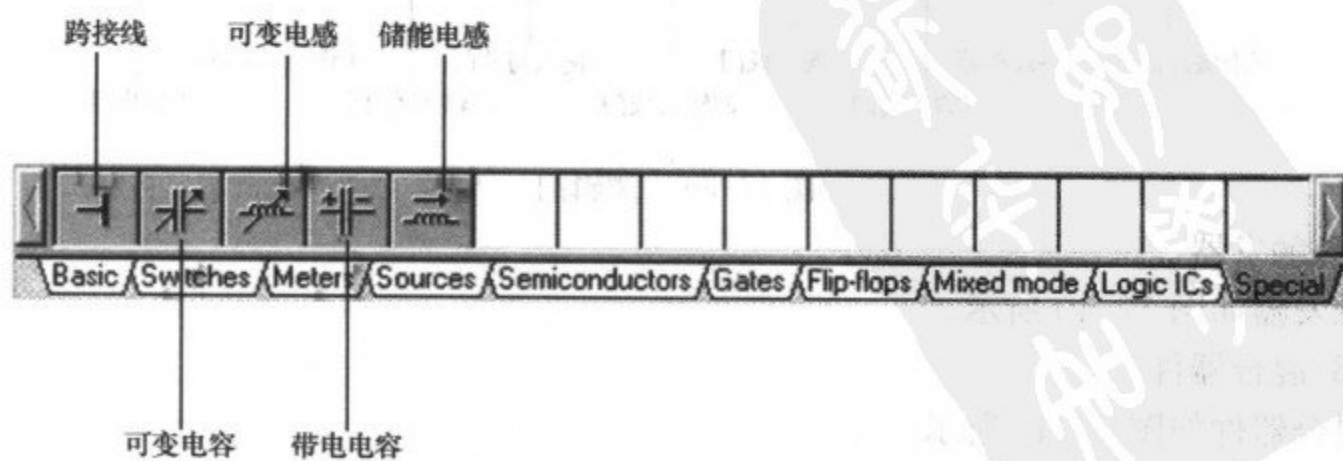



图 17-43 特殊器件

2. 交互式模式

点击工作栏  按钮右边的箭头,即可弹出如图 17-44 所示的下拉菜单。

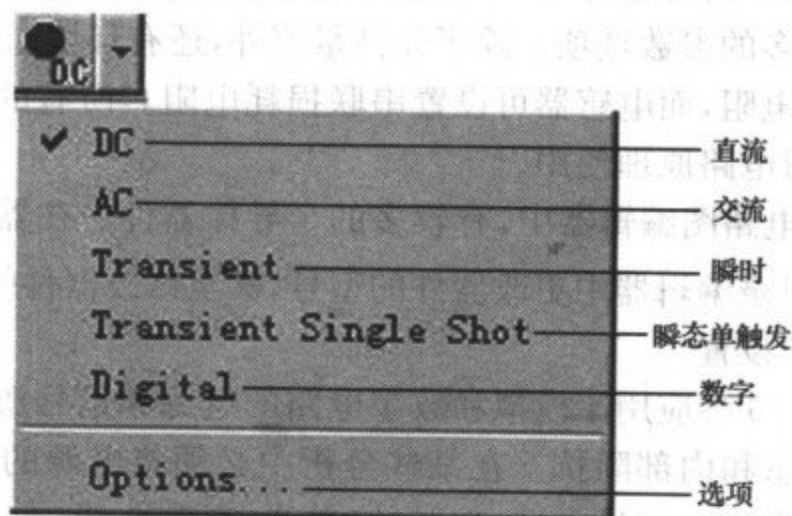


图 17-44 交互式下拉菜单

DC 用于直流分析; AC 用于交流分析; Transient 用于瞬态分析; Transient Single Shot 用于瞬态单触发分析; Digital 用于数字分析; Options 为设置交互式模拟的选项, 点击后, 出现如图 17-45 所示的对话框, 可对仿真时间单位和动画时间单位进行设置。

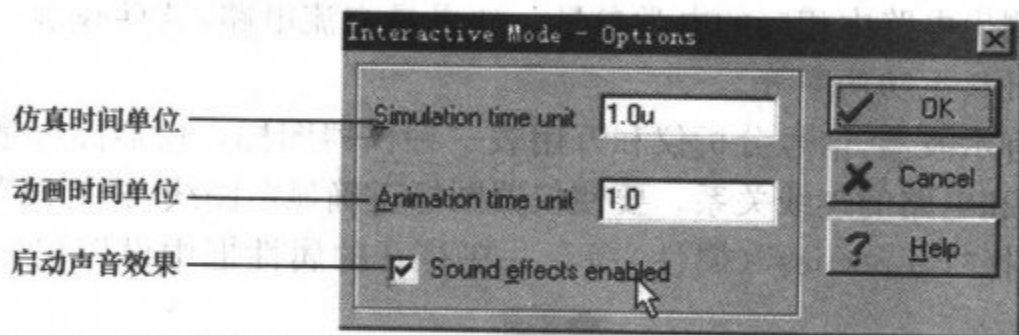





图 17-45 选项对话框

3. 基本操作

1) 元件的放置

用鼠标点击需要放置的元件, 此时, 元件会跟随小手状态的鼠标一起运动, 将元件移到需要放置的位置后再单击鼠标即可。

2) 元件的旋转

选中元件后, 点击工具栏上的  按钮可向左旋转 90° , 点击工具栏上的  按钮可向右旋转 90° , 点击工具栏上的  按钮可进行镜像旋转。也可通过“Edit”(编辑)菜单或快捷菜单, 找到“Rotate Left”(向左旋转)、“Rotate Right”(向右旋转)、“Mirror”(镜像旋转)选项进行操作。

3) 元件的连接


将鼠标指向需要连接的元件的一端, 此时, 鼠标变为笔状, 然后拖动鼠标左键至需要连接的另一个元件的一端, 连接好后松开鼠标即可。

4) 元件的设置

右击元件打开快捷菜单, 选中“Properties”(属性)命令, 即打开该元件的属性对话框, 在此框中设置元件的各参数。

(1) 元件参数的设置

元件分无源元件和半导体器件两大类。无源元件包括电阻、电容、电感、电位器及开关、灯泡、电动机等。在“特殊器件”栏中有带电电容、能量存储电感等特殊元件。电阻、电容和电感等元件有较多的参数选项。除了元件量值外,还有环境温度和温度系数等参数。电容器可设置并联漏电阻,而电感器可设置串联损耗电阻。所有的元件都可以设置它们的“错误状态”,供学习电路原理使用。

在 Edison4.0 的电路图编辑器中,有较多的半导体器件。在器件属性对话框中点击  按钮,可在打开的目录编辑器中更改器件的型号,甚至修改器件的模型参数。


(2) 信号源参数的设置

“信号源”栏中有 16 种应用于模拟和数字电路的电源和信号源。“电压源”需要设置的参数是电压、IO 状态和内部阻抗。在某些分析中必须将电源的 IO 状态设为“输入”。“电压发生器”必须设置它的信号类型,如脉冲、单步、正弦曲线、余弦曲线、方波、三角波、梯形波和用户自定义等。



(3) 仪表参数的设置

在仪表栏中有各种电气仪表或显示器件 13 种。使用最方便的是电压指针和电流指向箭头。电压指针在电路中指示节点电位,电流箭头指示支路电流。电压表、功率表、欧姆表和阻抗表测出电路中相应的电学参量。如果是交流电路,这些仪表还能指示相关的交流参数,如相位、无功功率等。

在此栏中有示波器、信号分析仪和万用表三种仪器图标。仪器图标适合放在电路图中,以表示仪器和电路的连线关系。要使仪器图标正确显示图线,先要设置仪器参数。右击仪器图标,选择“Properties”(属性)命令。在打开的属性框中设置仪器的显示相关参

数。按下“交互式模式中的瞬时单触发” 按钮,仿真图线即显示在仪器图标上。要详细研究图线,请选中仪器图标快捷菜单的“Diagram”(图表)命令。在打开的图表窗口中可对图线作各种设置和分析。如果我们想测出某电压指针处的波形,应将此电压指针的 IO 状态设为输出。

5) 输入端和输出端

输入端和输出端在很多分析中是必须的。要插入一个输入端或输出端,应将光标移动到工具栏的输入  或输出  图标上,单击并释放。然后拖动输入端或输出端到电路一个节点上,单击并按住鼠标左键向另一个节点拖动。当输入或输出端已经延伸到第二节点时,释放鼠标。

①输入端:对于瞬态分析或 AC 传输特性分析,此命令定义了输入激励将施加到哪两个节点上。一般是将电源的 IO 状态设为“输入”。一个电路在任何时候只能有一个输入端。如果要计算 DC 传输特性,输入函数必须定义为一个信号发生器或一个电阻。信号发生器可以是电压或电流发生器。定义一个电阻器作为输入时,程序对电阻值扫描,程序将按照传输特性设置对话框中的阻值范围步进地改变电阻值。

②输出端:定义电路的输出节点。输出端与输入端的颜色不同。输出端的两个端点必须是不同的网络节点。双击输出端,可在打开的对话框中设置输出端标签。你可以选择电压、电流、功率等作为输出量,此时应定义仪表的 IO 状态为“输出”。某些分析类型

(DC 传输特性、波特图、瞬时分析)必须有至少一个输出端。

第二节 用Edison 仿真软件做模拟电子技术实验

前面对 Edison4 的各类元件和仪器的放置、连线、修复等操作进行了说明。下面通过几个具体的实例,简要分析 Edison4 在模拟电子技术中的应用。通过这些例子,我们可以看到,Edison4.0 在模拟电子技术实验中具有广阔的前景,其栩栩如生的 3D 组件,虚拟的测量技术,丰富的元器件模型库及方程编辑器、电路分析器,使我们可以很好地了解各种电路的性质。这不失为一种很好的理论联系实际的方法,也是一种对使用者实际能力培养的有效工具。

一、二极管整流滤波电路实验

1. 二极管半波整流实验

二极管半波整流实验电路如图 17-46 所示。

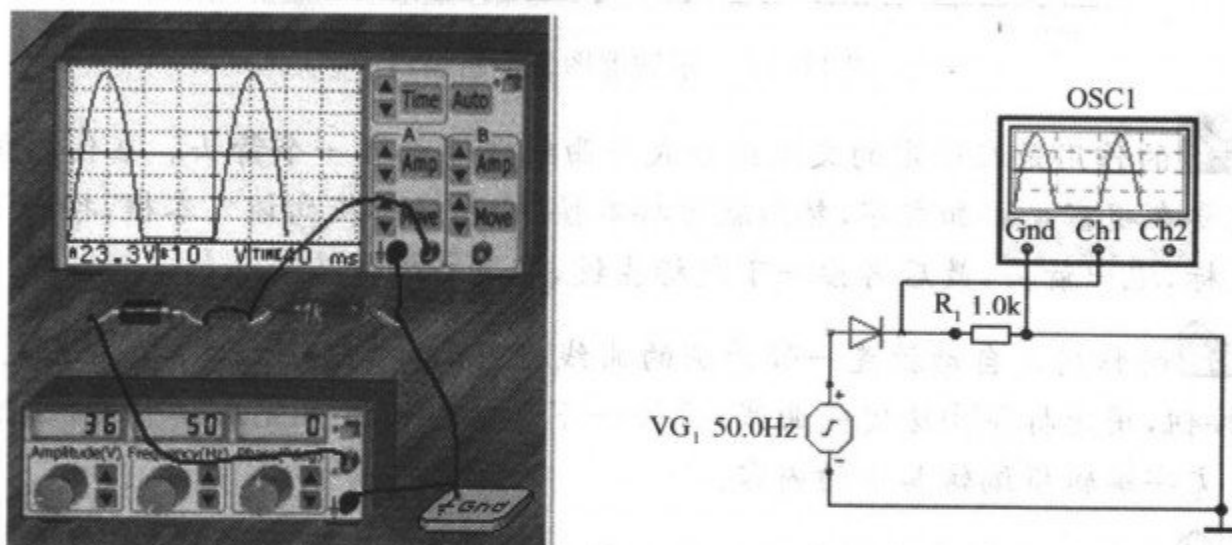





图 17-46 二极管半波整流实验


打开 R_1 属性对话框,将电阻值设为 $1\text{k}\Omega$,打开信号发生器属性对话框,将输入信号设为 $36\text{V}/50\text{Hz}$ 。


按下控制面板上的单瞬时仿真  按钮,将仿真时间调整为 0.03s ,按下开始/停止按钮  进行模拟仿真,此时示波器将显示模拟波形。模拟完成后,用右键点击示波器的空白处,出现快捷菜单,从快捷菜单中选“diagram”(图表),可打开示波器图表分析窗口,如图 17-47 所示。

从图中可以看出,在输入信号的正半周,二极管导通,在输入信号的负半周,二极管截止,负载电阻 R_1 两端无波形,即电阻 R_1 只在半个周期内有波形,符合半波整流的规律。

重点提示:图表分析窗口中,工具栏中主要按钮的作用如下:

按钮  的作用是选择当前页中的一个图形对象。

按钮  的作用是打开图表分析视窗的网格线显示状态。

按钮  的作用是打开文字编辑对话框。

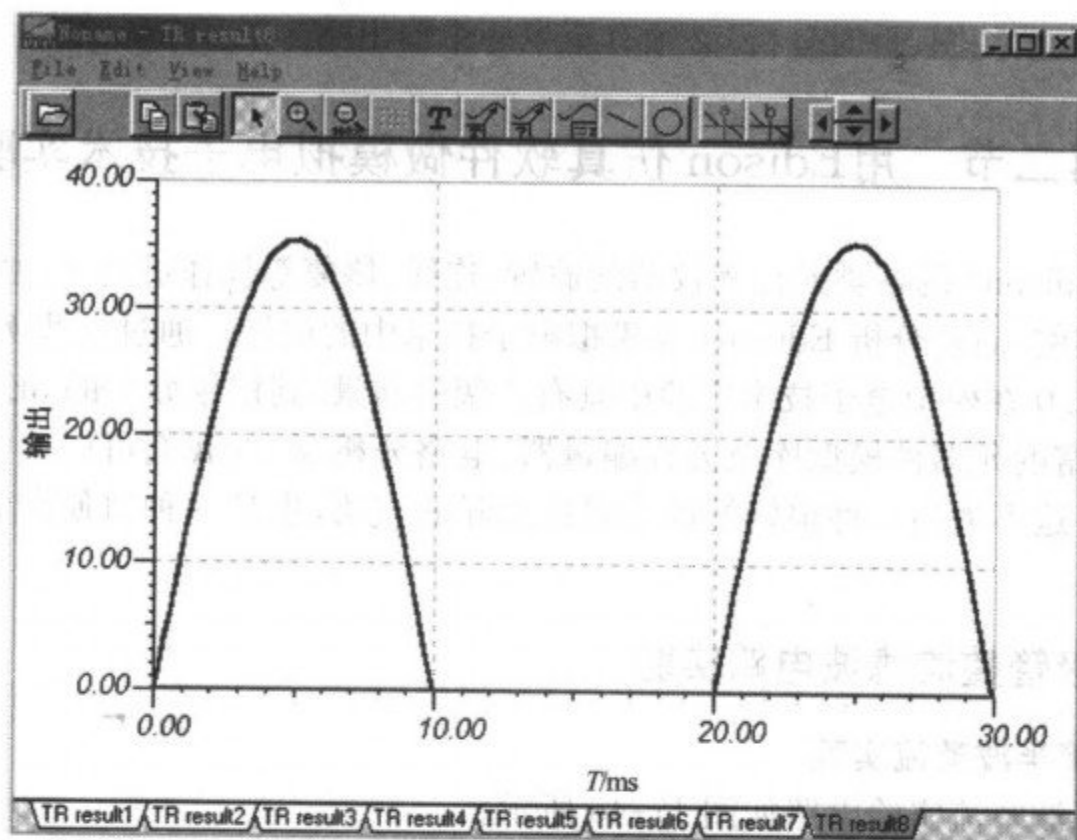







图 17-47 示波器图表分析窗口



按钮的作用是在选定的文本或公式与曲线之间放置一个箭头。在使用该按钮之前,一定先要在视窗里添加文字,然后就可按本按钮,用光标指向该文本框,按一下鼠标左键,移动光标,拖出箭头,最后再按一下鼠标左键,即完成画箭头。


按钮的作用是自动放置一带箭头的曲线标签(包括曲线名称)指向选定的曲线。只要按下按钮,用光标指向选定的曲线,再按一下鼠标左键就可完成。另外,通过双击标签,可通过文字编辑框编辑其中的内容。

按钮的作用是自动地创建一个与曲线相关联的包括颜色、标记、曲线名的图例表。只要按下按钮,用光标指向选定的位置,再按一下鼠标左键就可完成。另外,通过双击此表,可通过文字编辑框编辑其中的内容。

按钮的作用是在当前页上放置一条新的折线。


按钮的作用是在当前页上放置一个圆圈。

按钮和的作用是在图表分析视窗里放置游标。按下本按钮,移动光标至所需要放置游标的位置,按鼠标左键,就可放置游标。

如果曲线被放大,用这个组合按钮就可以上下左右随意地移动曲线,以便观察分析曲线。

分析图视窗还可以观察几个测试结果,只要按视窗底下的按钮就可以观察到不同的测试结果了。

2. 二极管全波整流实验

启动电路图编辑器,编辑好二极管全波整流电路,点击工具栏中的按钮,在 R_1 两端放置输出端,如图 17-48 所示。

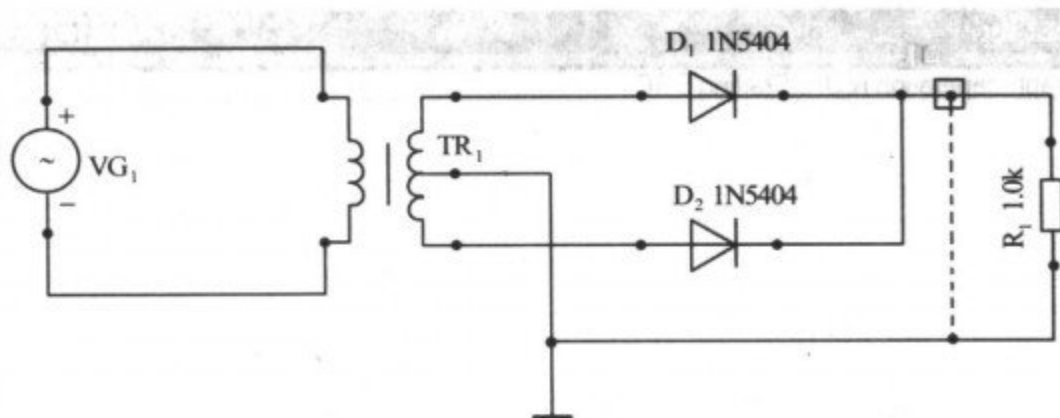


图 17-48 全波整流电路

双击电压信号源,打开其属性对话框,如图 17-49 所示。

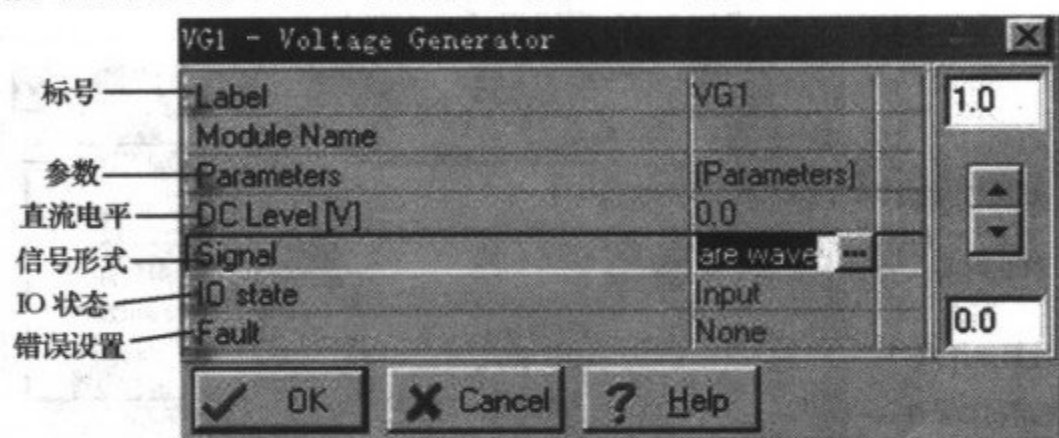



图 17-49 电压信号源属性对话框

单击图中的 , 出现如图 17-50 所示的对话框。

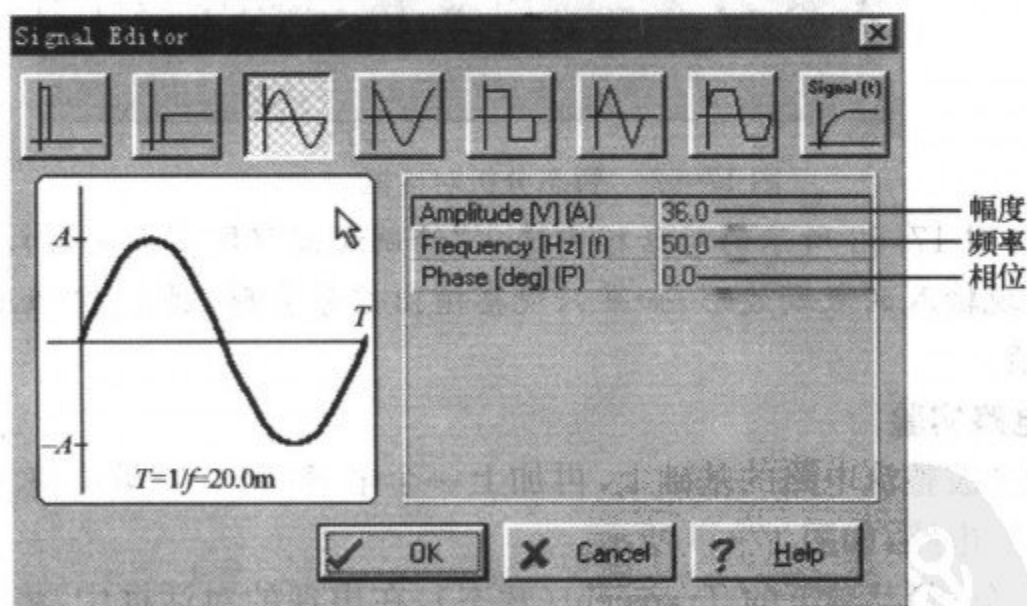


图 17-50 信号源类型编辑对话框

在出现的对话框中选择方波信号,将信号的幅度设为 36V,频率设为 50Hz,相位采用默认形式,如图中所示。

点击 Analysis(分析)菜单下的 ERC,进行错误检查,电路无错误,将出现如图 17-51 所示的对话框。若电路有错误,将给出错误提示信息。

检查无误后,点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 0s,终止时间设为 40ms,如图 17-52 所示。

点击对话框中的 OK 按钮,屏幕即出现如图 17-53 所示的波形图。

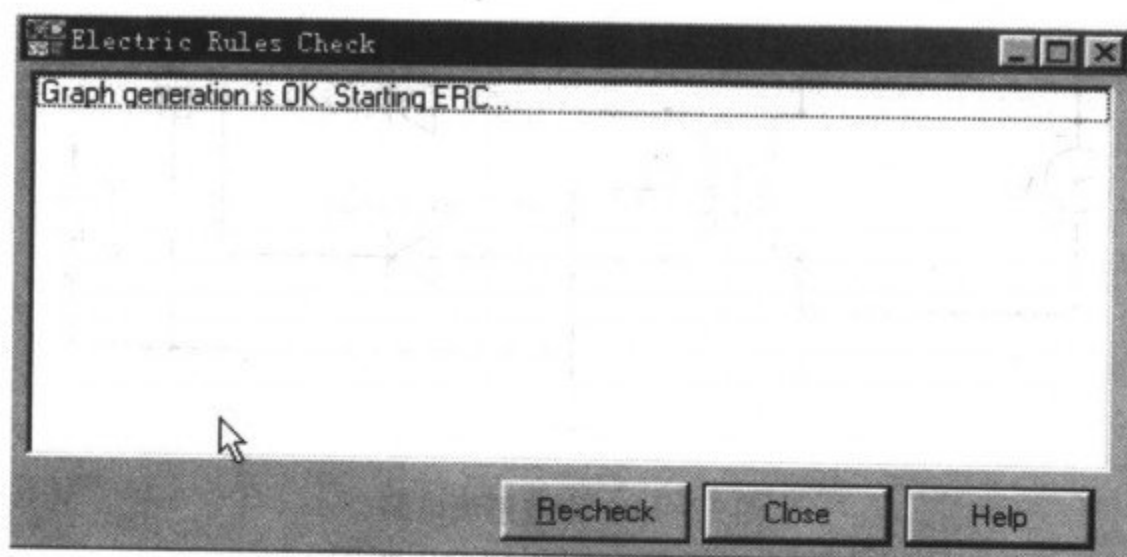


图 17-51 错误检查对话框

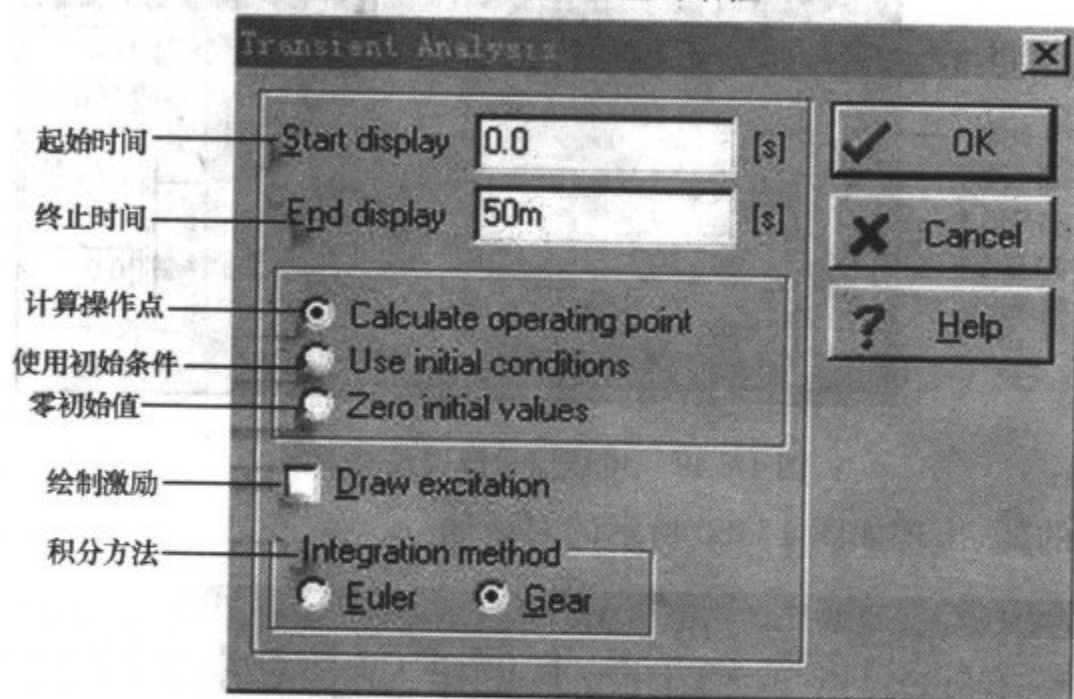


图 17-52 暂态分析对话框

重点提示:若在图 17-52 所示的对话框中选中“绘制激励”(即前面有勾),则 17-53 所示的波形图中将出现输入的激励波形,如果只观察输出信号波形,则去掉“激励绘制”前面的勾,即不选中该项。

3. 整流滤波电路实验

在前面介绍的全波整流电路的基础上,再加上一个电容(将其容量调整为 $100\mu\text{F}$)即构成了全波整流滤波电路,如图 17-54 所示。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 0s,将终止时间设为 40ms,点击对话框中的 OK 按钮,屏幕即出现如图 17-55 所示的波形图。

电容与电阻并联,其中电容对直流电流相当于开路,对交流电流相当于短路,所以,整流后的交流成分大部分被电容分流,直流成分全部流到电阻。输出电流中的交流成分大大减小,输出电压波形也变为比较平稳,如图中所示。

4. 二倍压电路实验

启动电路图编辑器,编辑好二倍压电路,点击工具栏中的 +o 按钮,在 R_1 两端放置输出端,实验电路如图 17-56 所示。

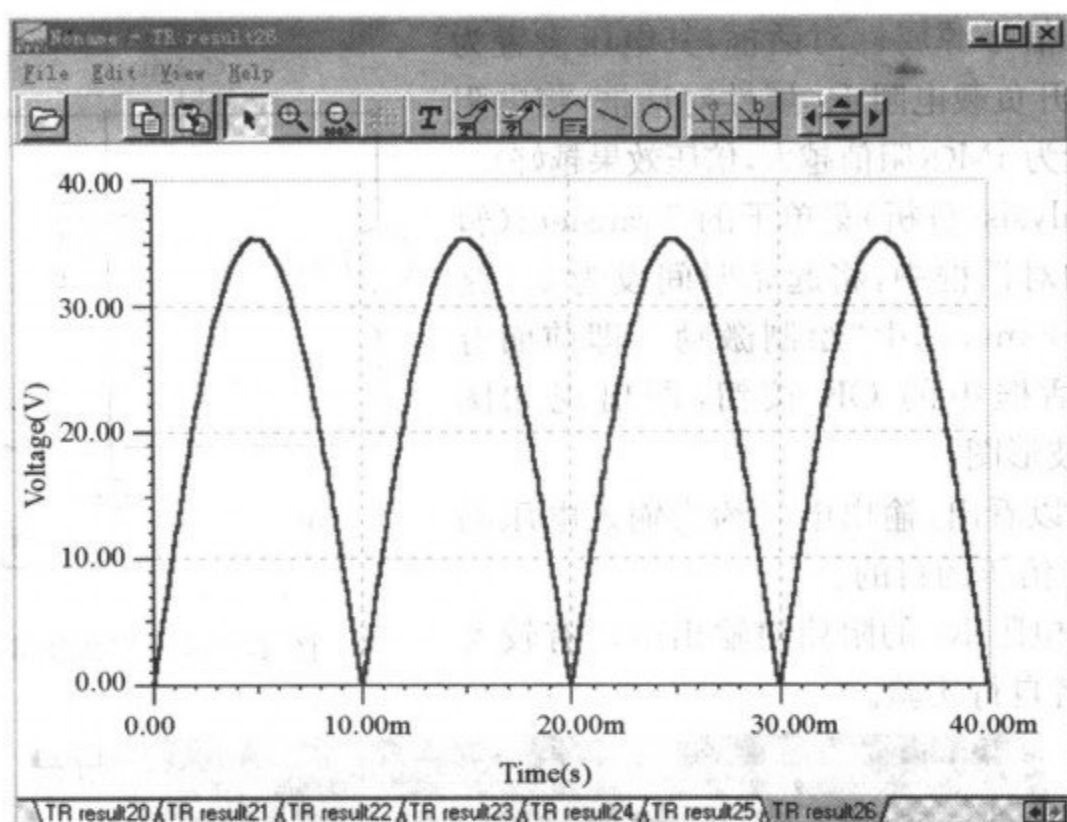


图 17-53 全波整流波形图

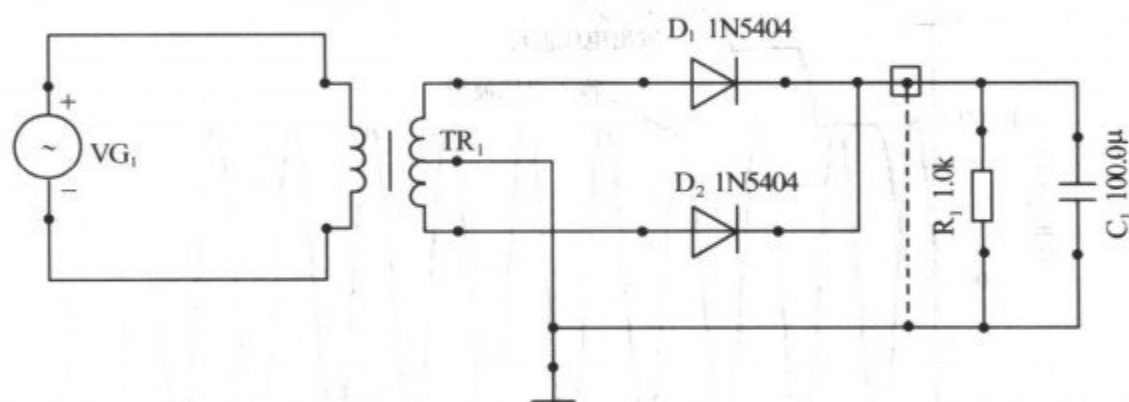


图 17-54 全波整流滤波电路

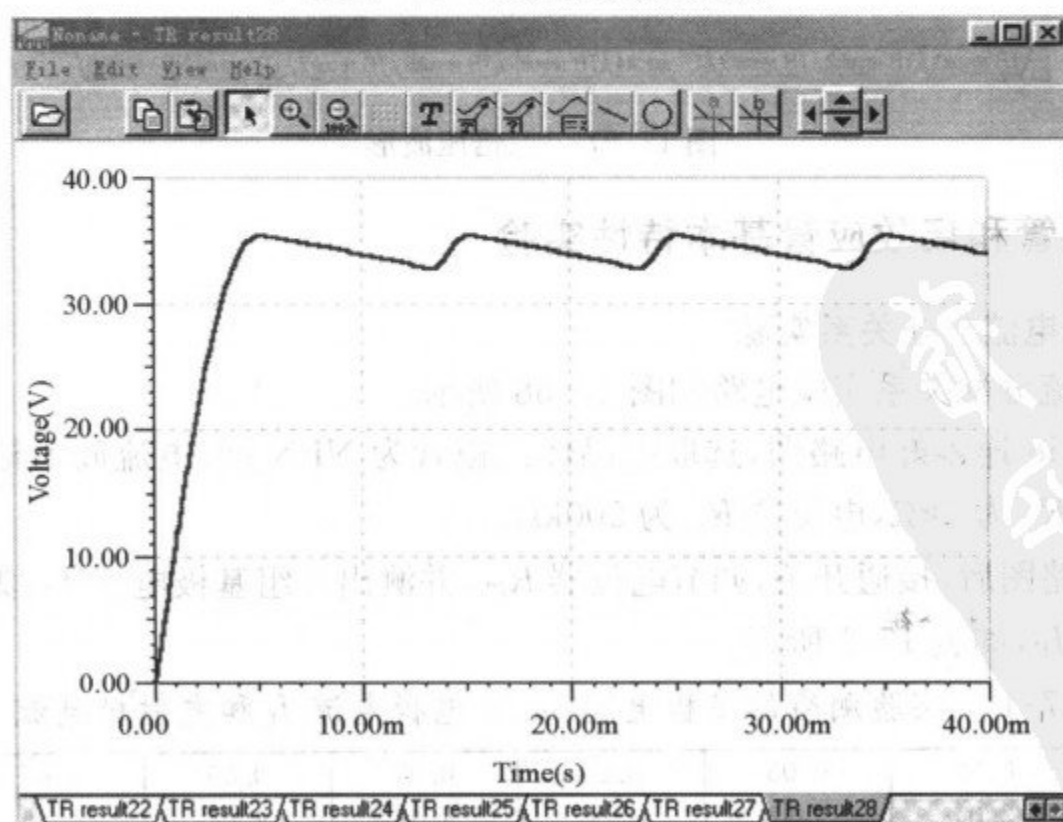


图 17-55 波形后的波形图

打开电压信号源属性对话框,其电压设置为 10V/50Hz,打开负载电阻 R_1 属性对话框,将电阻 R_1 的阻值设置为 $1M\Omega$ (阻值越大,倍压效果越好)。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 0s,终止时间设为 200ms,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,即出现如图 17-57 所示的波形图。

从图中可以看出,输出电压约为输入电压的 2 倍,达到了 2 倍压的目的。

改变负载电阻 R_1 的阻值对输出电压有较大的影响,请读者自行实验。

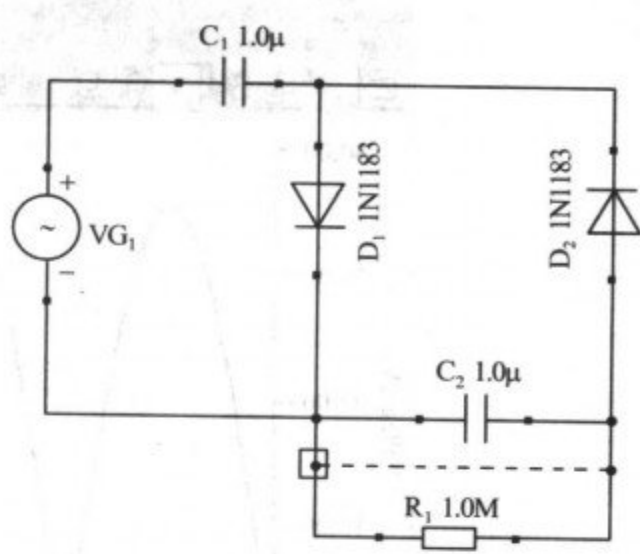


图 17-56 二倍压实验电路

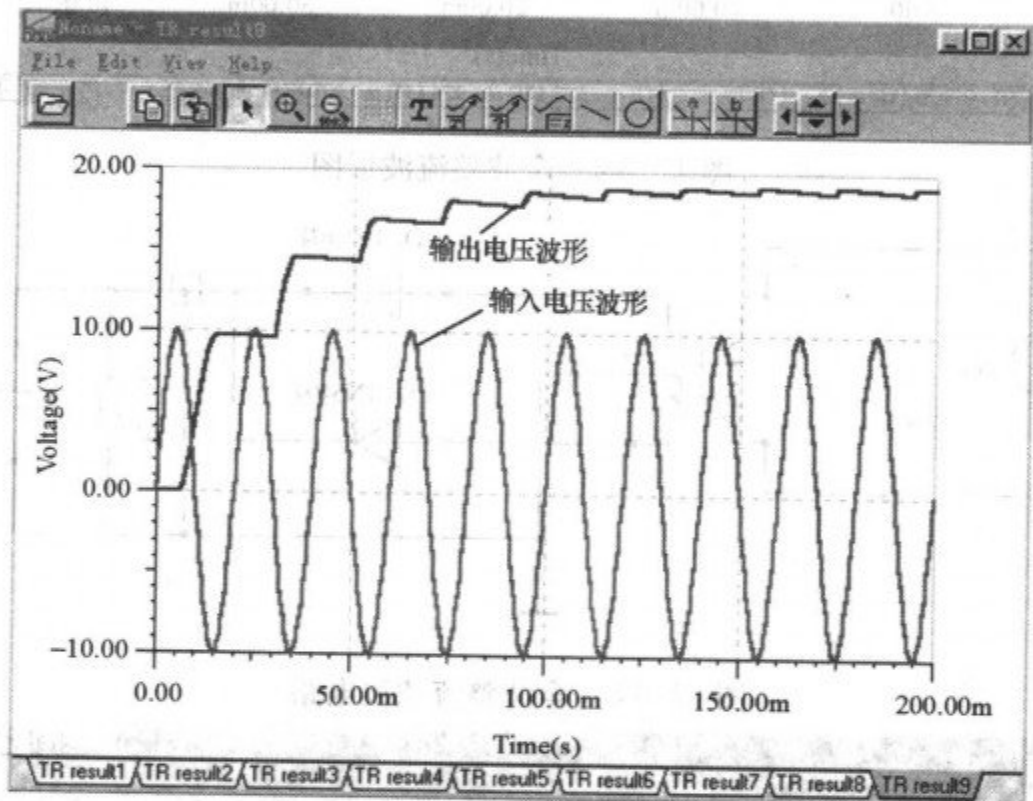


图 17-57 二倍压波形

二、三极管和场效应管基本特性实验

1. 三极管电流分配关系实验

三极管电流分配关系实验电路如图 17-58 所示。

按图 17-58 连接好电路图,选取的晶体三极管为 NPN 型,电流放大倍数为 100,集电极负载电阻 R_2 为 $2k\Omega$,电位器 R_{P1} 为 $500k\Omega$ 。

连接完电路图后,接通开关,调节电位器 R_{P1} ,并测出几组基极电流 I_B 、集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E ,如表 17-1 所列。

表 17-1 实验测得的基极电流 I_B 、集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E

I_B/mA	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08
I_C/mA	2.04	2.98	4.00	4.43	4.44	4.45	4.46
I_E/mA	2.06	3.01	4.04	4.48	4.51	4.52	4.54

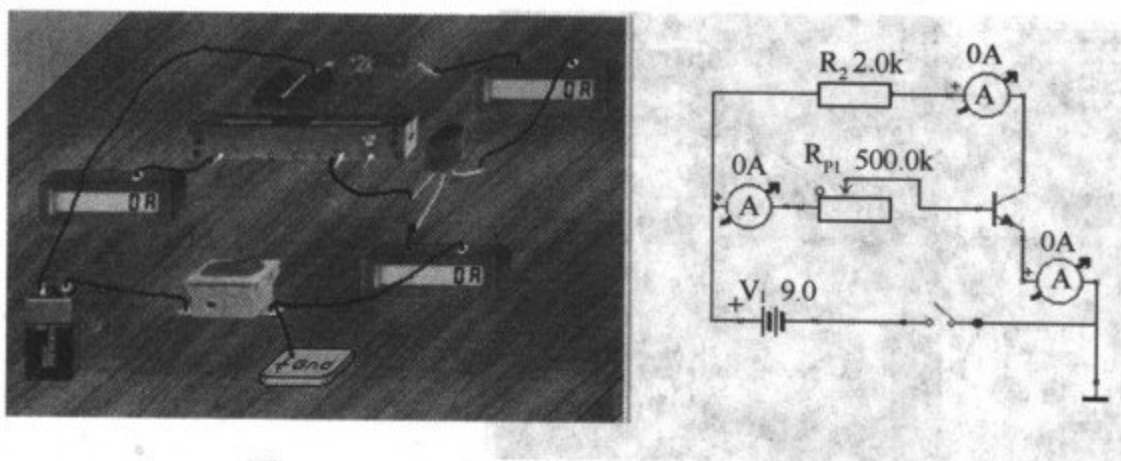


图 17-58 三极管电流分配关系实验电路

由此实验及测量结果可得出以下结论：

①任何一行数据都有 $I_E = I_C + I_B$ 。即流进三极管的总电流等于流出三极管的总电流，这一结果符合基尔霍夫电流定律。

②集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E 比基极电流 I_B 大得多。从第三列和第四列的数据可知， I_C 与 I_B 的比值(直流电流放大系数 $\bar{\beta}$)分别为

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2.98}{0.03} = 99$$

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{4.00}{0.04} = 100$$

这就是三极管的电流放大作用，直流放大倍数 $\bar{\beta}$ 是衡量三极管直流放大能力的一个参数，对于同一个三极管而言，在不同的集电极电流下有不同的 $\bar{\beta}$ 。

③电流放大作用还体现在基极电流的少量变化 ΔI_B ，可以引起集电极电流较大的变化 ΔI_C 。还是比较第四列与第五列的数据，可得出

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{4 - 2.98}{0.04 - 0.03} = 102$$

可见，当基极电流有一微小的变化时，可引起集电极电流较大的变化，一般地，我们把 ΔI_C 与 ΔI_B 的比值用 β 表示，即 $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ ，称为三极管的电流放大倍数。

2. 测量场效应管特性实验

三极管是电流控制元件，而场效应管则是电压控制元件，场效应管通过栅-源极电压 U_{GS} 来控制漏极电流 I_D 。图 17-59 是测量场效应管栅-源极电压 U_{GS} 与漏极电流 I_D 关系的实验电路。

场效应管采用 NMOS 型(默认开启电压为 3.1V)，电阻 R_1 的值为 470Ω 。接通开关，同时调节稳压电源，当稳压电源在 1V~3.1V 变化时，测出输入电流为 0，但输出电流恒为 $5.82\mu A$ ，说明在正常情况下，漏极电流为一个恒定的值。继续调节稳压电源改变输入电压，当增大到 3.2V 时，输入电流仍保持为 0，此时，输出电流猛增为 6.35mA，LED 点亮。

此后，继续增大输入电压，输出电流仍保持不变，当减小输入电压时，只要输入电压大于 3.1V，输出电流就保持 6.35mA 不变；当减小到 3.1V 时，输出电流又下降为 $5.82\mu A$ ，此后，再减小输入电压，输出电流始终保持在 $5.82\mu A$ 不变。

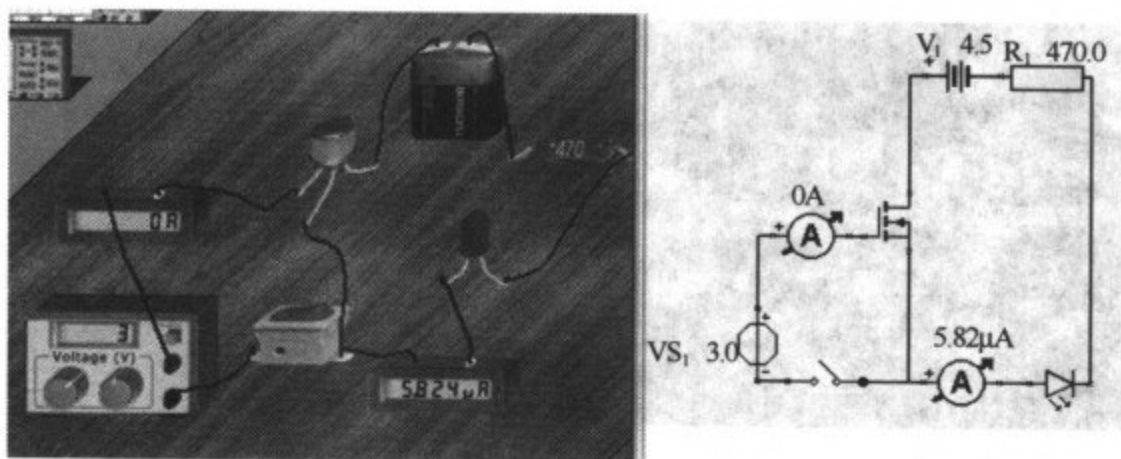


图 17-59 测量场效应管特性的实验电路

三、三极管放大电路实验

三极管放大电路可分为共发射极、共基极和共集电极三种形式,下面分别进行介绍。

1. 共发射极放大电路实验

共发射极放大电路为例进行实验。共射极放大电路是应用最普遍、最广泛的放大电路。它同时兼有较大的电压放大倍数和较大的电流放大倍数,如对输出电阻、输入电阻和频率响应等没有特殊要求,一般都会选用共射极放大电路。

实验时,先在电路图编辑器里编辑好实验电路,并放置输出端 OUT,如图 17-60 所示。

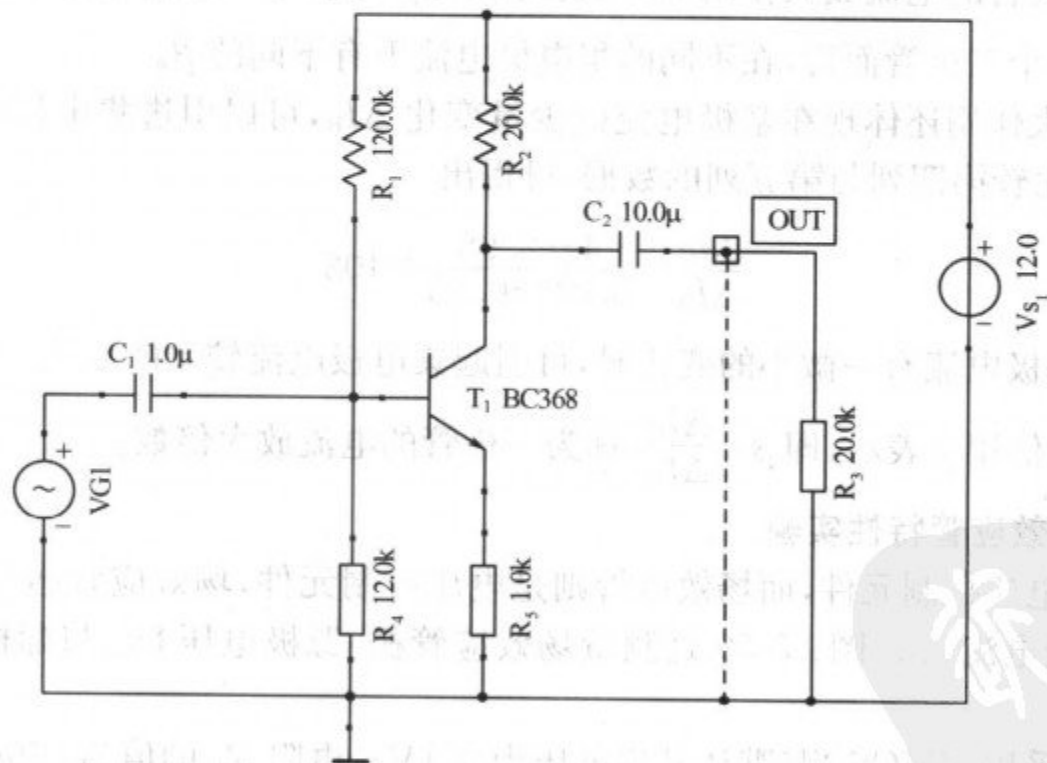


图 17-60 共发射极放大电路实验

打开各元器件属性对话框,并设置信号源 VG1 为 100mV/50Hz 正弦波, $R_1 = 120\text{k}\Omega$, $R_2 = 20\text{k}\Omega$, $R_3 = 20\text{k}\Omega$, $R_4 = 12\text{k}\Omega$, $R_5 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 1\mu\text{F}$, $C_2 = 10\mu\text{F}$, $V_{S1} = 12\text{V}$ 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 50ms,终止时间设为 100ms,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,即出现如图 17-61 所示的波形图。

为便于分析,在图表窗口中点击 View(视图)→Separate curves(分离曲线),输入与

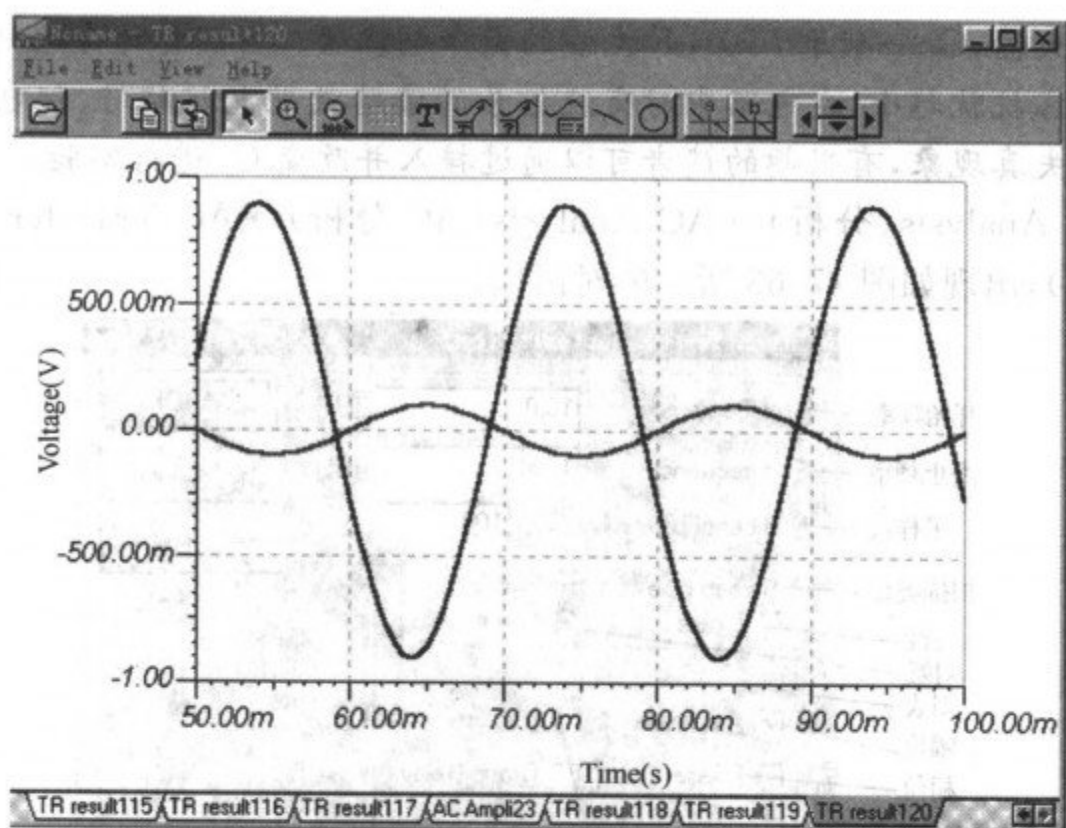


图 17-61 共发射极放大电路输入和输出波形图

输出波形便分离开,如图 17-62 所示。

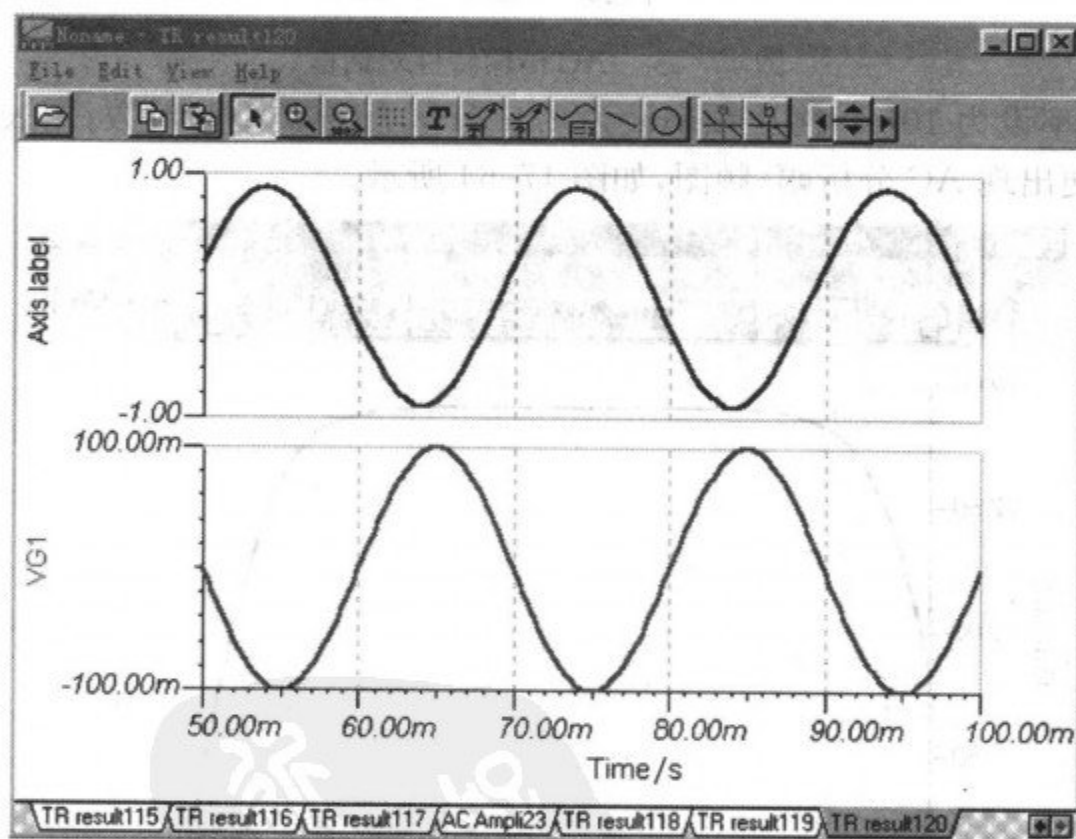


图 17-62 分离后的输入、输出波形

从分离后的输入和输出波形图中可以清楚地看出,输入与输出波形反相,电压放大倍数约为 $0.9/0.1=9$ 。

重点提示:发射极电阻 R_5 的接入,一方面发射极电流的直流分量通过它起自动稳定静态工作点的作用;但另一方面,发射极电流的交流分量通过它也会产生交流压降,这样会降低电压放大倍数,为此,可在 R_5 两端一个并联电容(设为 C_3),只有 C_3 的容量足够大,对交流信号的容抗就很小,对交流可视作短路,而对直流分量并无影响,故 C_3 称作发射极交流旁路电容。若该电路用作音频放大器, C_3 电容量取几微法至几十微法;若用作

中频或高频放大器, C_3 一般取 $0.01\mu\text{F}$ 左右的瓷介电容器。当然作为旁路电容, 容量越大对交流信号的容抗就越小, 在电路中对交流信号的旁路效果也就越好, 但电容太大, 会使输出信号产生失真现象, 有兴趣的读者可以通过接入并改变 C_3 进行实验。

点击菜单 Analysis(分析)→AC Analysis(AC 分析)→AC Transfer characteristic(AC 传输特性), 出现如图 17-63 所示的对话框。

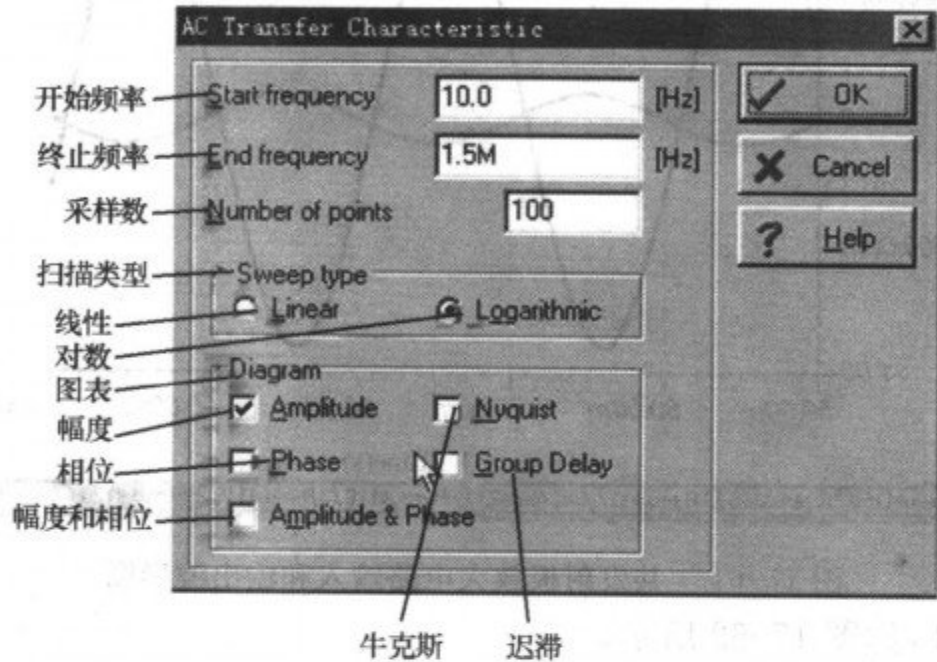


图 17-63 AC 传输特性对话框

将起始频率设为 10Hz, 终止频率设为 1.5MHz, 扫描类型为对数, 图表显示为幅度, 按 OK 按钮, 便出现 AC 分析幅-频图, 如图 17-64 所示。

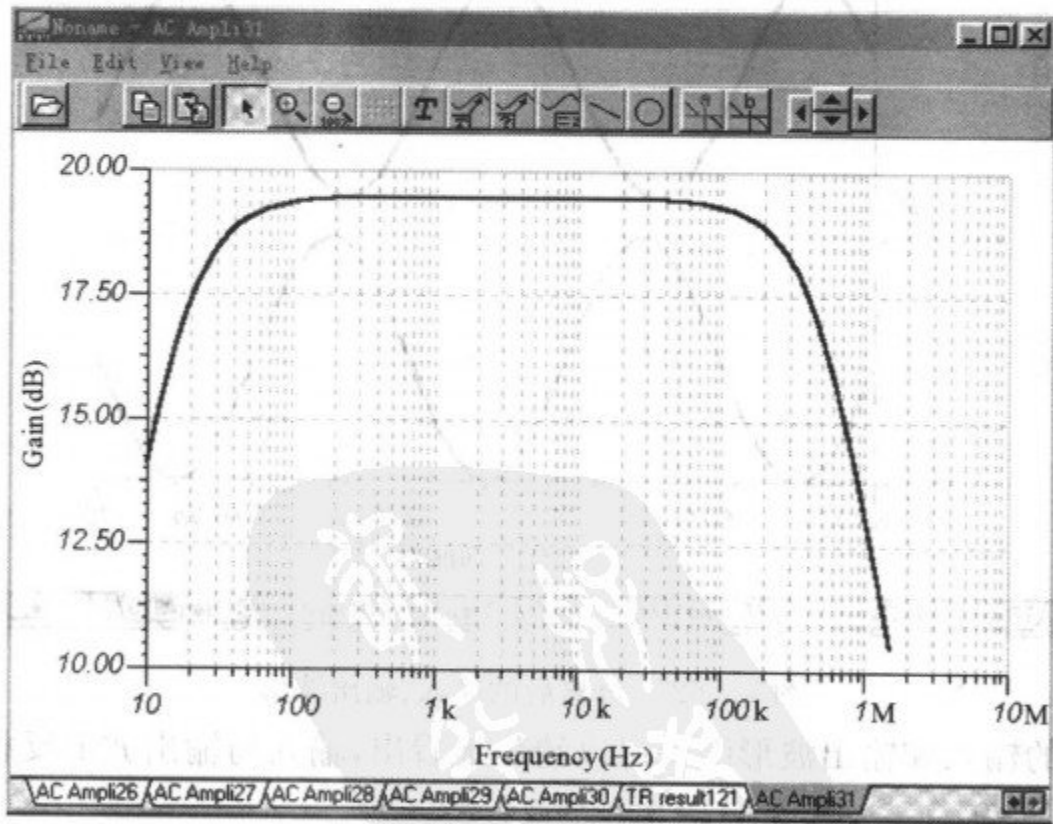


图 17-64 AC 分析幅频特性图

若在图 AC 传输特性对话框中, 将起始频率设为 10Hz, 终止频率设为 1.5MHz, 扫描类型为对数, 图表显示为相位, 按 OK 按钮, 便出现 AC 分析相-频波形图, 如图 17-65 所示。

从相-频特性曲线中可以看出, 在通频带范围内, 输入与输出信号的相位差基本为

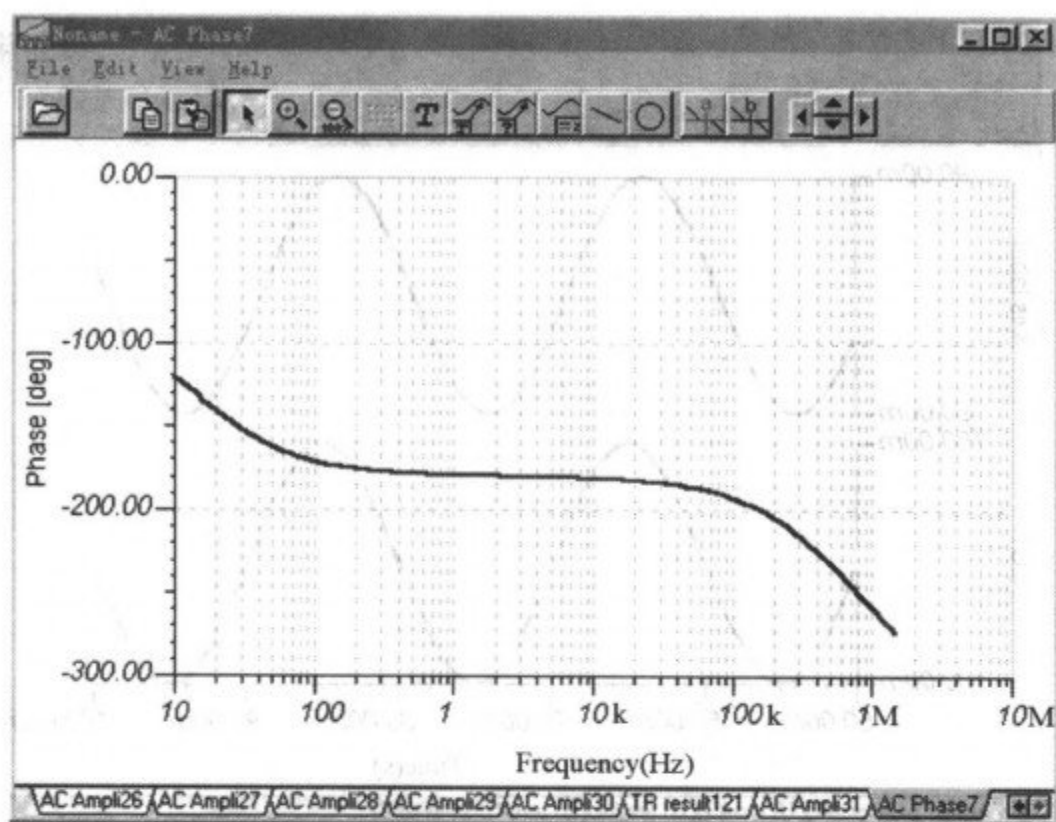


图 17-65 AC 分析相频特性图

180°, 即输入与输出反相。

2. 共集电极电路实验

实验时, 先在电路图编辑器里编辑好实验电路, 并放置输出端 OUT, 如图 17-66 所示。

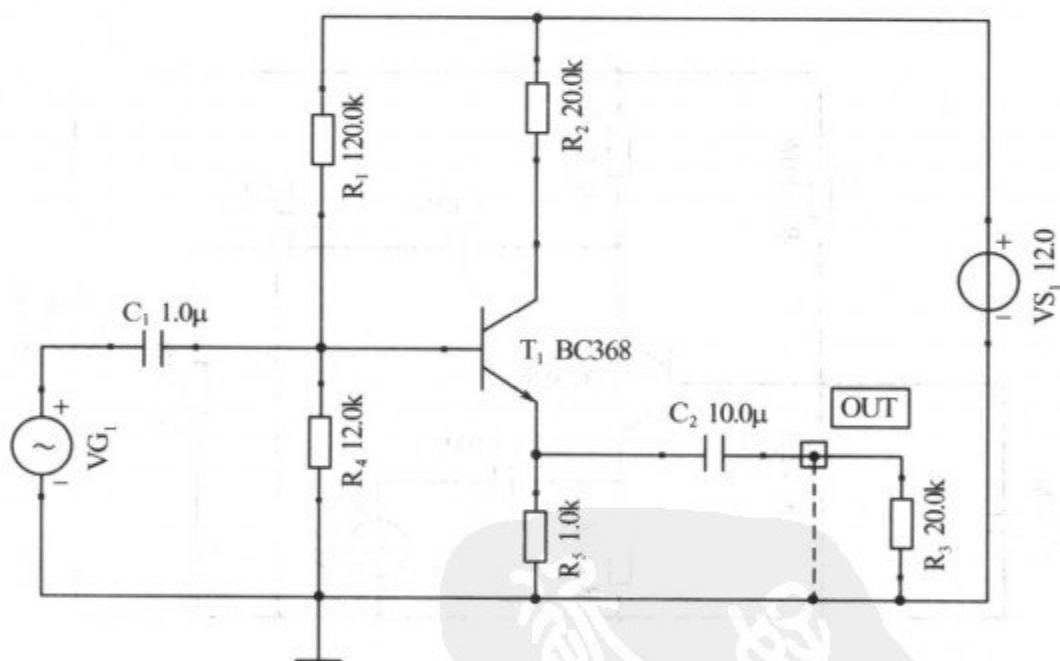


图 17-66 共集电极放大电路实验

打开各元器件属性对话框, 并设置信号源 VG_1 为 100mV/50Hz 正弦波, $R_1 = 120k\Omega$, $R_2 = 20k\Omega$, $R_3 = 20k\Omega$, $R_4 = 12k\Omega$, $R_5 = 1k\Omega$, $C_1 = 1\mu F$, $C_2 = 10\mu F$, $V_{S1} = 12V$ 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态), 在出现的对话框中, 将起始时间设为 50ms, 终止时间设为 100ms, 选中“绘制激励”(即前面有勾), 点击对话框中的 OK 按钮, 即出现输入和输出信号波形图, 在图表窗口中点击 View(视图)→Separate curves(分离曲线), 将输入与输出波形分离, 如图 17-67 所示。

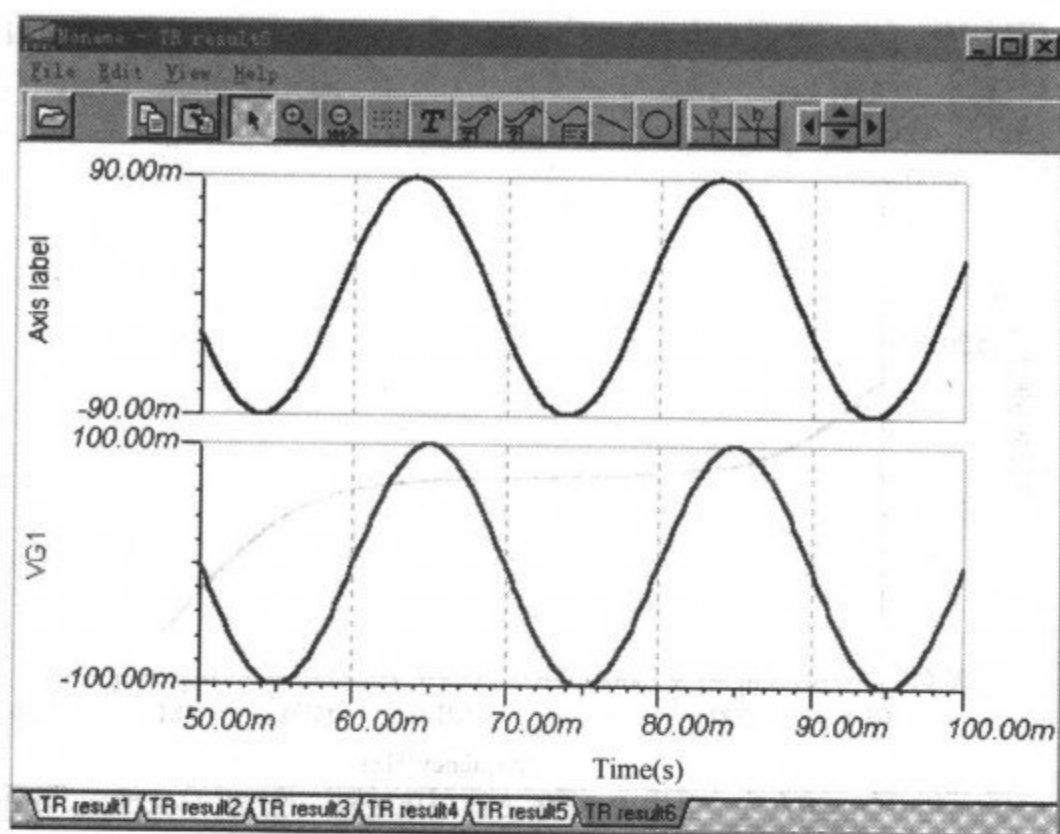


图 17-67 共集电极放大电路输入和输出波形图

从分离后的输入和输出波形图中可以清楚地看出,输入与输出波形同相,电压放大倍数约为 $0.09/0.1=0.9$,即电压放大倍数小于 1。

3. 共基极电路实验

实验时,先在电路图编辑器里编辑好实验电路,并放置输出端 OUT,如图 17-68 所示。

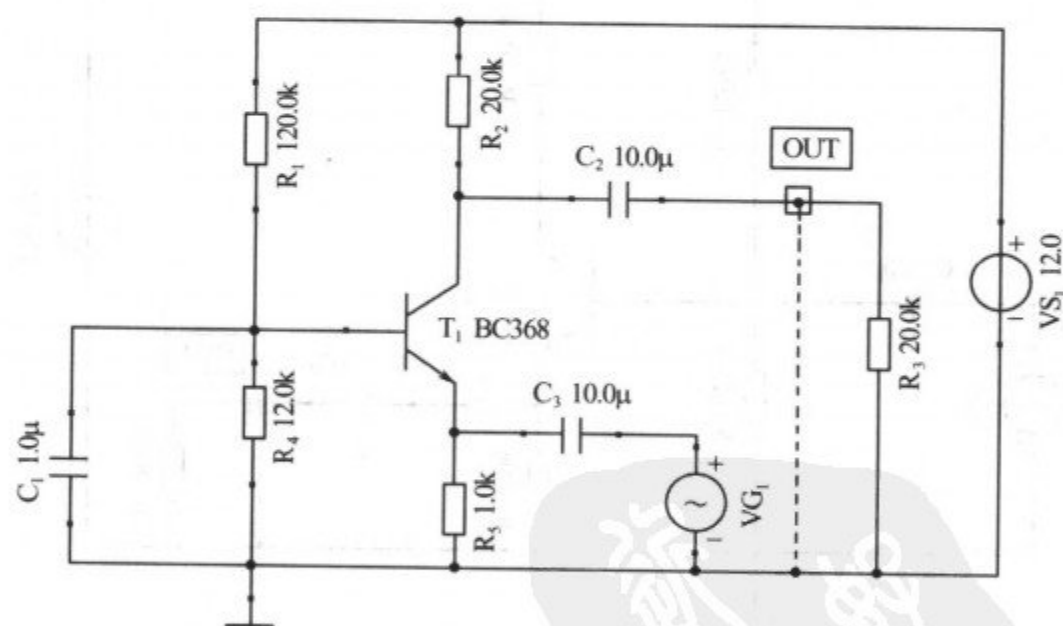


图 17-68 共基极放大电路实验

打开各元器件属性对话框,并设置信号源 VG_1 为 $100\text{mV}/50\text{Hz}$ 正弦波, $R_1=120\text{k}\Omega$, $R_2=20\text{k}\Omega$, $R_3=20\text{k}\Omega$, $R_4=12\text{k}\Omega$, $R_5=1\text{k}\Omega$, $C_1=1\mu\text{F}$, $C_2=10\mu\text{F}$, $C_3=10\mu\text{F}$, $V_{S1}=12\text{V}$ 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 50ms ,终止时间设为 100ms ,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,屏幕即出现输入和输出信号波形图,在图表窗口中点击 View(视图)→Separate curves(分离曲线),将输入与输出波形分离,如图 17-69 所示。

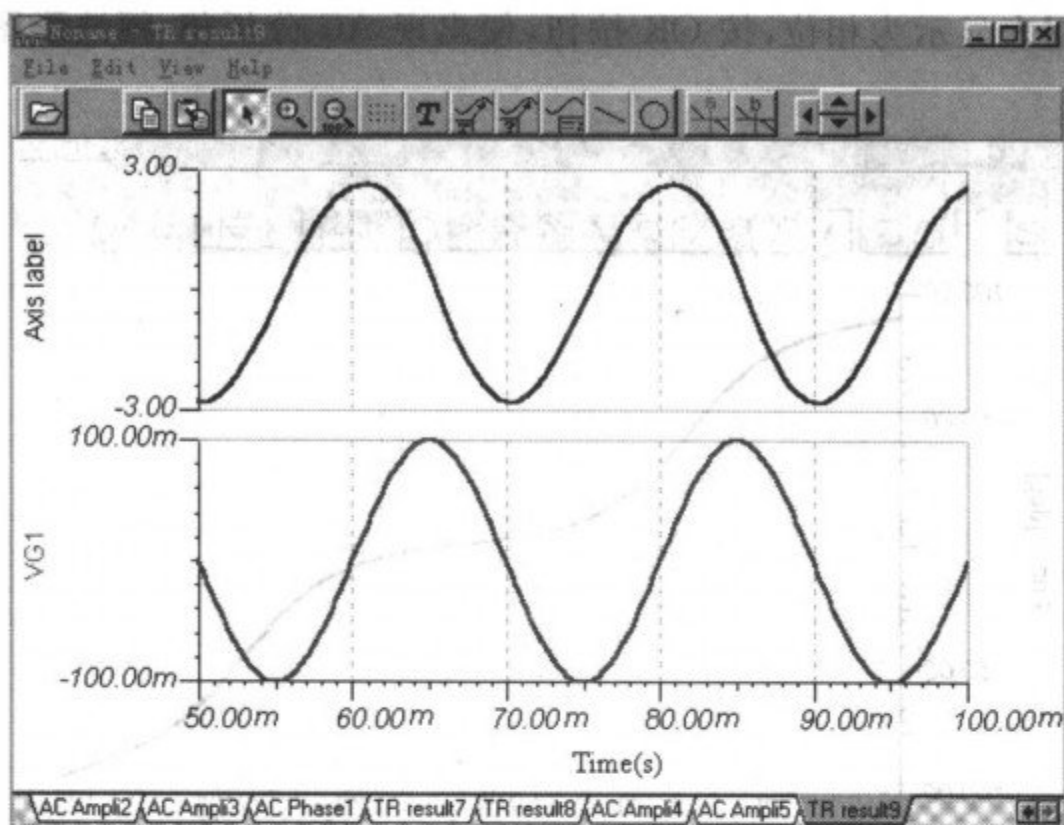


图 17-69 共基极放大电路输入和输出波形图

从分离后的输入和输出波形图中可以清楚地看出,输入与输出波形同相,电压放大倍数约为 $2.6/0.1=26$ 。

点击菜单 Analysis(分析)→AC Analysis(AC 分析)→AC Transfer characteristic(AC 传输特性),在出现的对话框中将起始频率设为 10Hz,终止频率设为 10MHz,扫描类型为对数,图表显示为幅度,按 OK 按钮,便出现 AC 分析幅-频图,如图 17-70 所示。

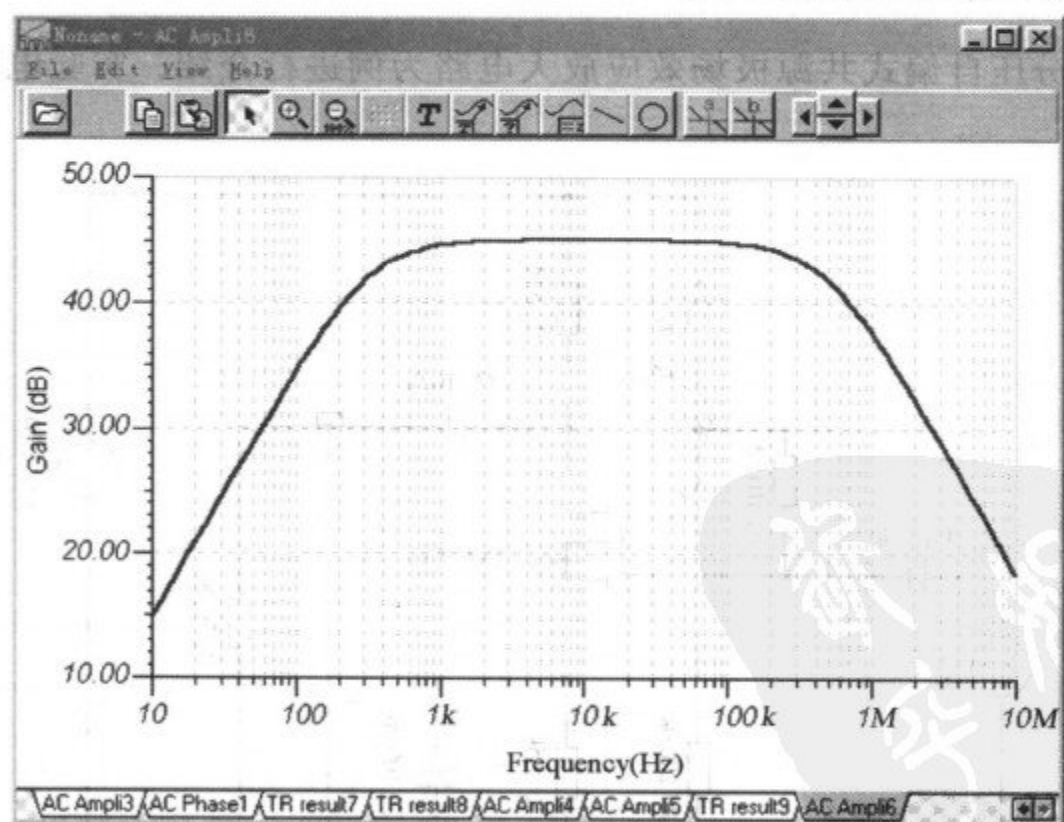


图 17-70 共基极 AC 分析幅-频图

对比共基极放大电路与共发射极放大电路的幅-频特性曲线,可以看出,共基极放大电路比共发射极放大电路的通频带要宽得多。

若在图 AC 传输特性对话框中,将起始频率设为 10Hz,终止频率设为 10MHz,扫描

类型为对数，图表显示为相位，按 OK 按钮，便出现 AC 分析相-频波形图，如图 17-71 所示。

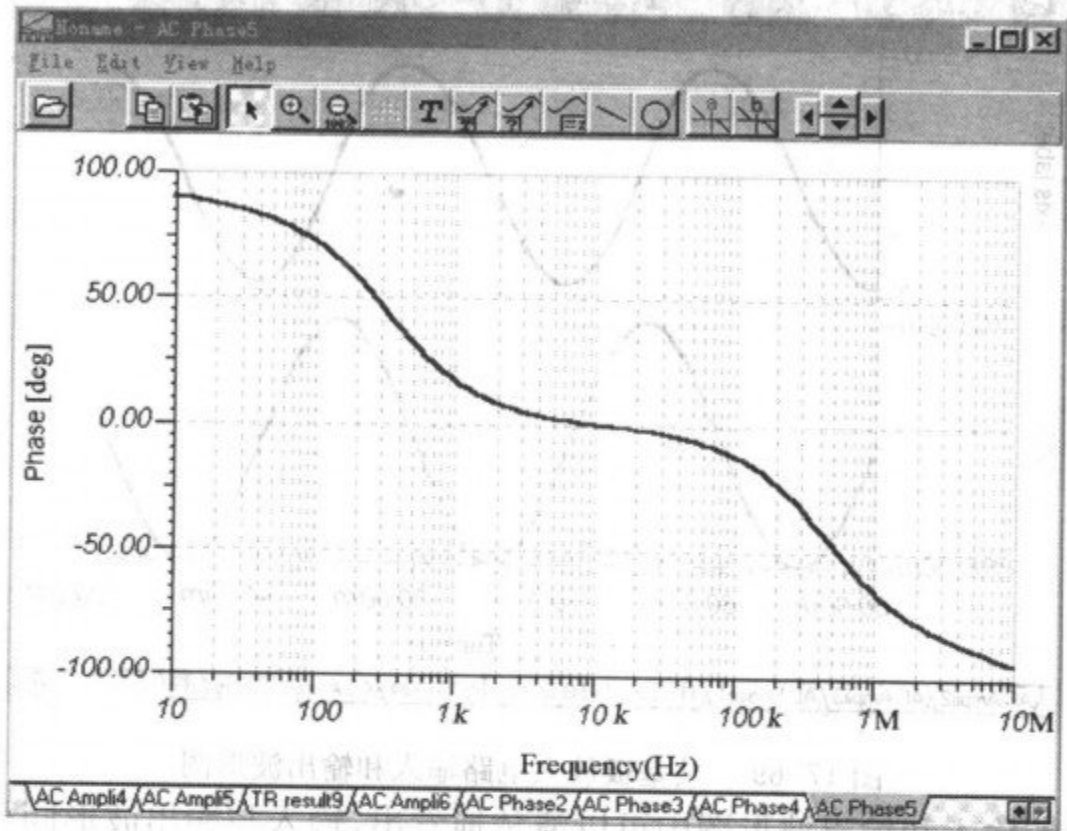


图 17-71 共基极 AC 分析相-频特性图

从相-频特性曲线中可以看出，在通频带范围内，输入与输出信号的相位差基本为 0° ，即输入与输出同相位。

四、场效应管放大电路实验

下面以共分压自偏式共源极场效应放大电路为例进行介绍。实验电路如图 17-72 所示。

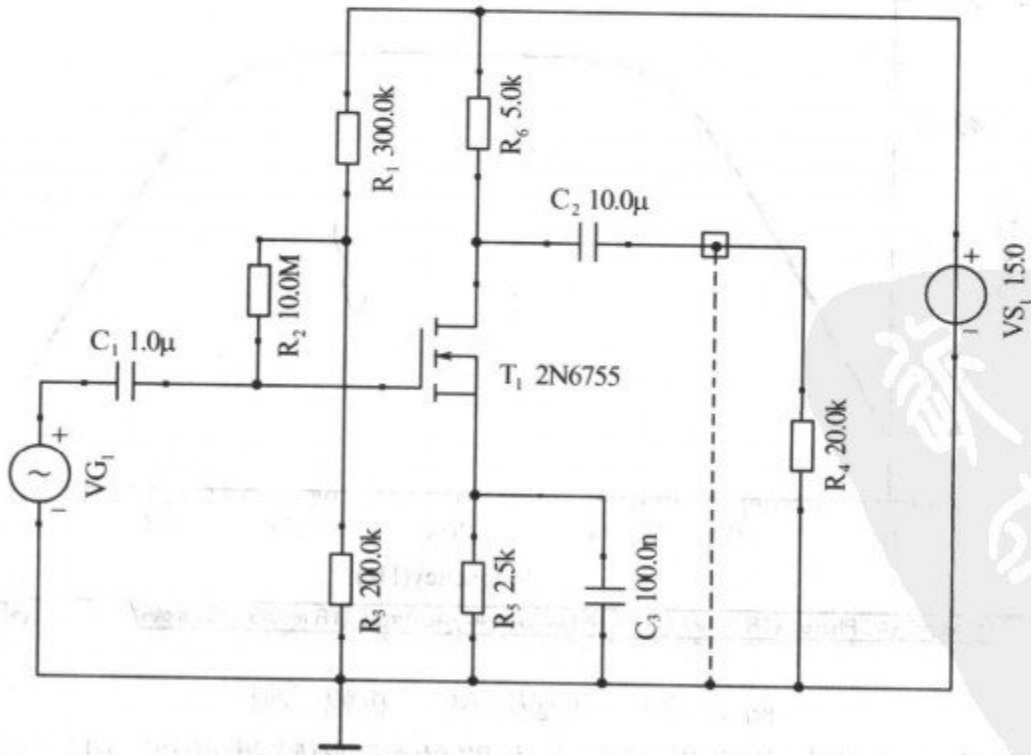


图 17-72 共源极场效应管放大电路

实验时,先在电路图编辑器里编辑好实验电路,并放置输出端 OUT,打开各元器件属性对话框,并设置信号源 VG_1 为 $100\text{mV}/500\text{Hz}$ 正弦波, $R_1 = 300\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{M}\Omega$, $R_3 = 200\text{k}\Omega$, $R_4 = 20\text{k}\Omega$, $R_5 = 2.5\text{k}\Omega$, $R_6 = 5\text{k}\Omega$, $C_1 = 1\mu\text{F}$, $C_2 = 10\mu\text{F}$, $V_{\text{SI}} = 15\text{V}$ 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 10ms ,终止时间设为 20ms ,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,即出现输入和输出信号波形图,在图表窗口中点击 View(视图)→Separate curves(分离曲线),将输入与输出波形分离,如图 17-73 所示。

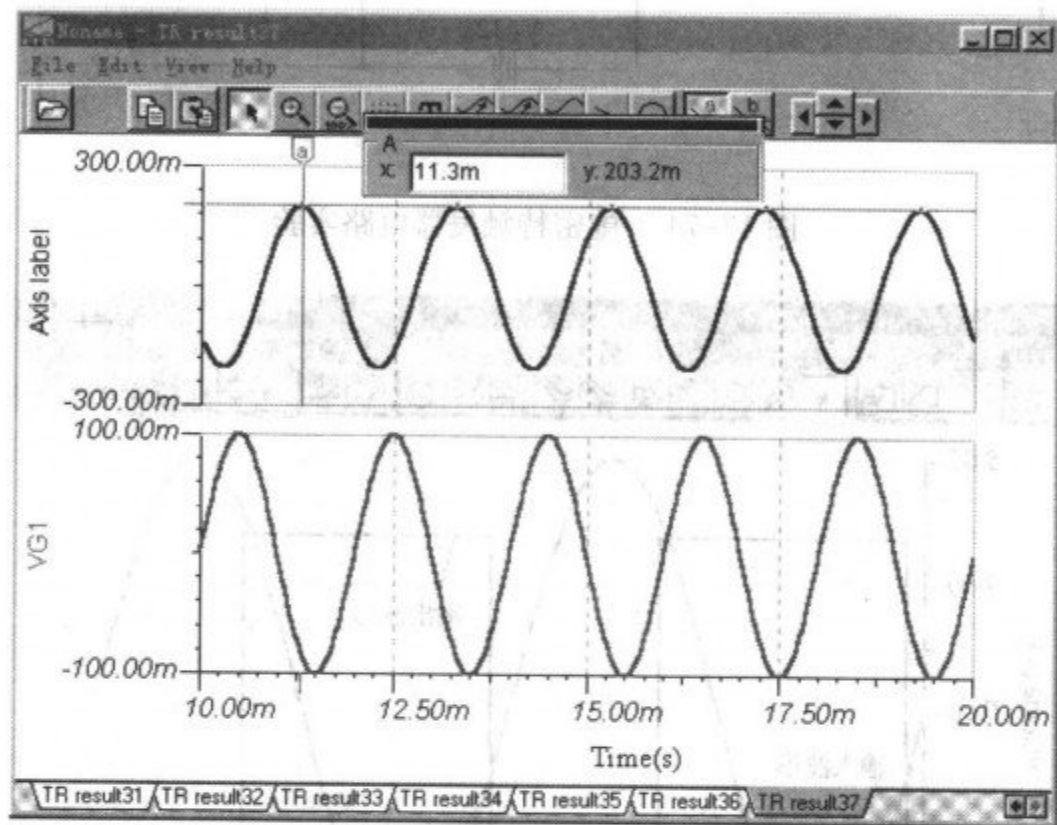


图 17-73 共源极放大电路输入和输出波形图



从分离后的输入和输出波形图中可以清楚地看出,输入与输出波形反相,电压放大倍数约为 $0.23/0.1 = 2.3$ 。

五、施密特触发器实验

施密特触发器在模拟和数字电路中应用十分广泛,下面以图 17-74 所示的电路进行实验。

实验时,先在电路图编辑器里编辑好实验电路,并放置输出端 OUT,打开各元器件属性对话框,并设置信号源 VG_1 为 $6\text{V}/50\text{Hz}$ 正弦波, $R_1 = 7.5\text{k}\Omega$, $R_2 = 30\text{k}\Omega$, $R_3 = 1\text{k}\Omega$, $R_F = 10\text{k}\Omega$,电源电压 V_1 、 V_2 为 12V ,参考电压 U_R 为 $V_3 = 6\text{V}$,稳压管 Z_1 、 Z_2 的稳压值 U_Z 为 3.9V 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 50ms ,终止时间设为 90ms ,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,屏幕即出现输入和输出信号波形图,如图 17-75 所示。

在图表分析视窗中点击  和 ,在图表分析视窗里放置游标,如图 17-76 所示。可以看出上门限电压 U_{T+} 约为 4.6V ,下门限电压 U_{T-} 约为 -1.5V 。回差电压为 $4.6\text{V} - (-1.5\text{V}) = 6.1\text{V}$ 。

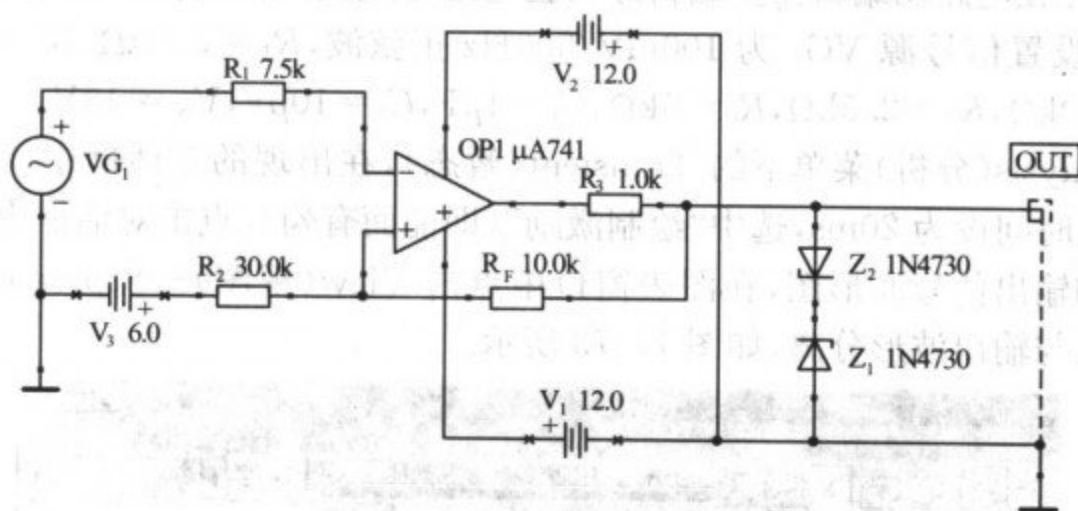


图 17-74 施密特触发器电路实验

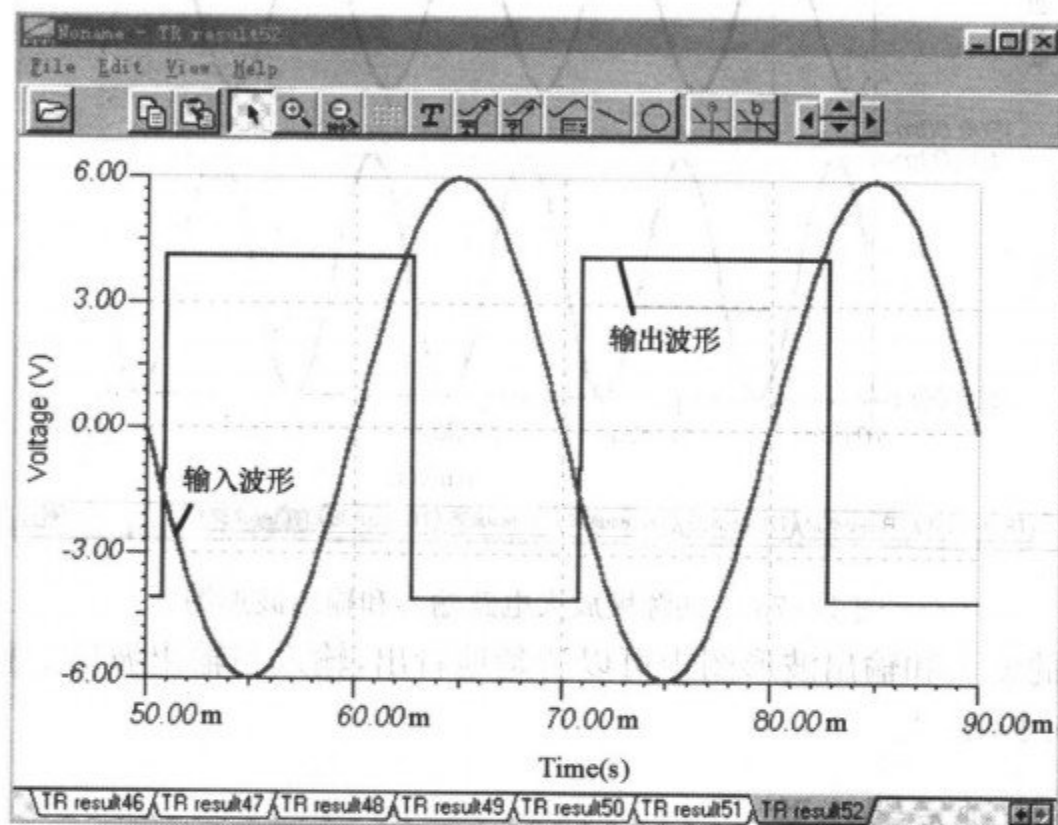


图 17-75 施密特触发器输入和输出波形图

下面通过理论进行验证(具体内容见第七章):

上门限电压

$$U_{T+} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R + \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z = \frac{10}{30 + 10} \times 6 + \frac{30}{30 + 10} \times 3.9 \approx 4.4V$$

下门限电压

$$U_{T-} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_R - \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z = \frac{10}{30 + 10} \times 6 - \frac{30}{30 + 10} \times 3.9 \approx -1.4V$$

上述两个门限电压之差称为门限宽度或回差,用符号 ΔU_T 表示,由以上两式可得

$$\Delta U_T = 4.4V - (-1.4V) = 5.8V$$

可见,理论与实验基本一致。

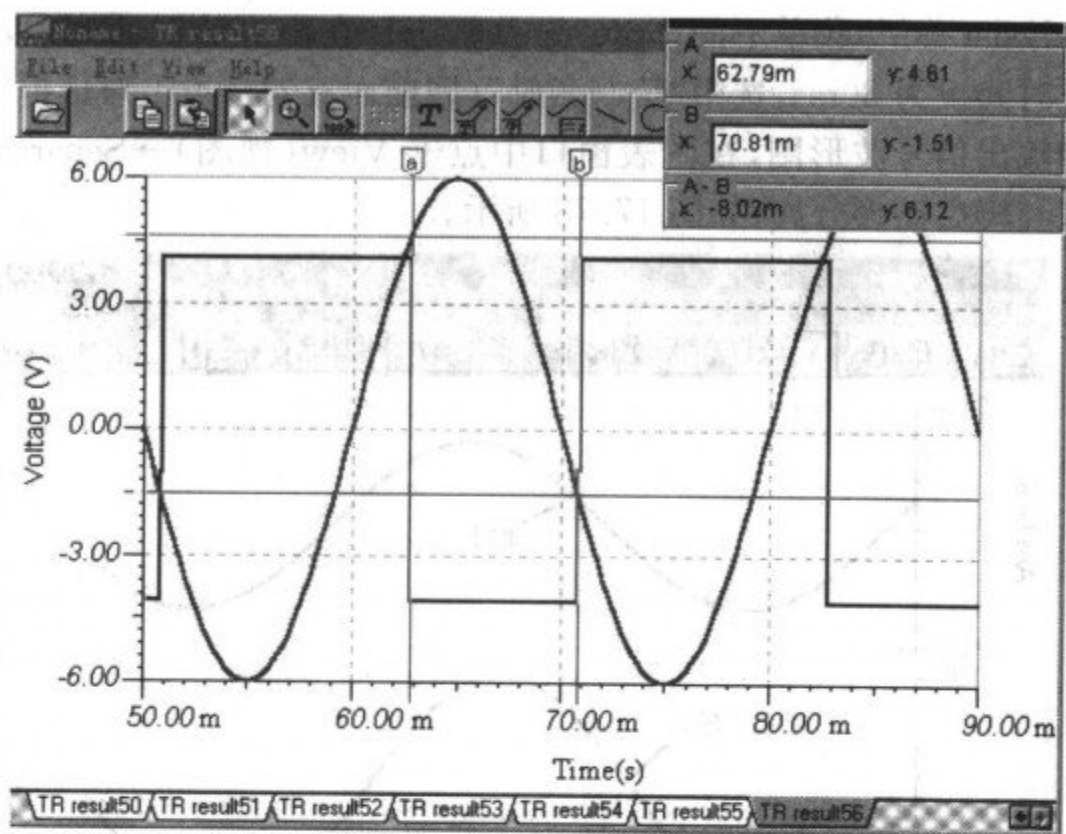


图 17-76 放置游标

六、有源滤波电路实验

有源滤波电路分为有源低通滤波器、有源高通滤波器和有源带通滤波器三种,下面分别进行介绍。

1. 有源低通滤波器实验

使低频信号顺利通过,而抑制高频信号的滤波电路称为低通滤波电路。低通滤波电路主要用于通过低频信号(或直流成分)和削弱高次谐波或频率较高的干扰和噪声的场合。图 17-77 是二阶有源低通滤波器实验电路图。

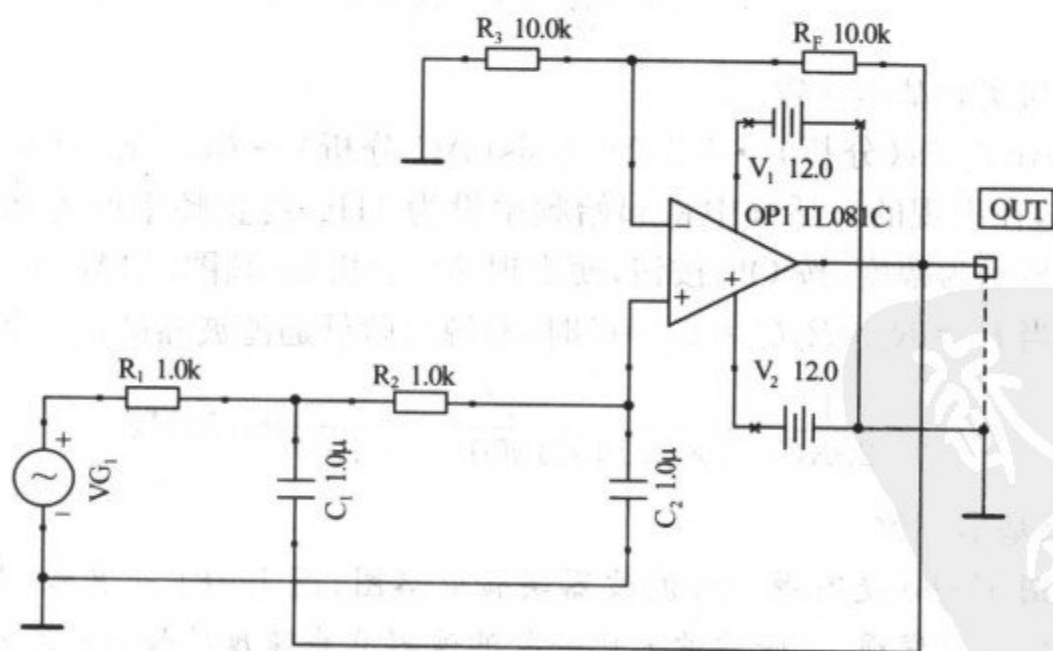


图 17-77 二阶有源低通滤波器实验电路图

实验时,先在电路图编辑器里编辑好实验电路,并放置输出端 OUT,打开各元器件属性对话框,并设置信号源 VG_1 为 $1V/50Hz$ 正弦波, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1\mu F$, $C_2 = 1\mu F$, $R_3 = 10k\Omega$, $R_F = 10k\Omega$,电源电压 V_1 、 V_2 为 $12V$ 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 50ms,终止时间设为 80ms,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,即出现输入和输出信号波形图,在图表窗口中点击 View(视图)→Separate curves(分离曲线),将输入与输出波形分离,如图 17-78 所示。

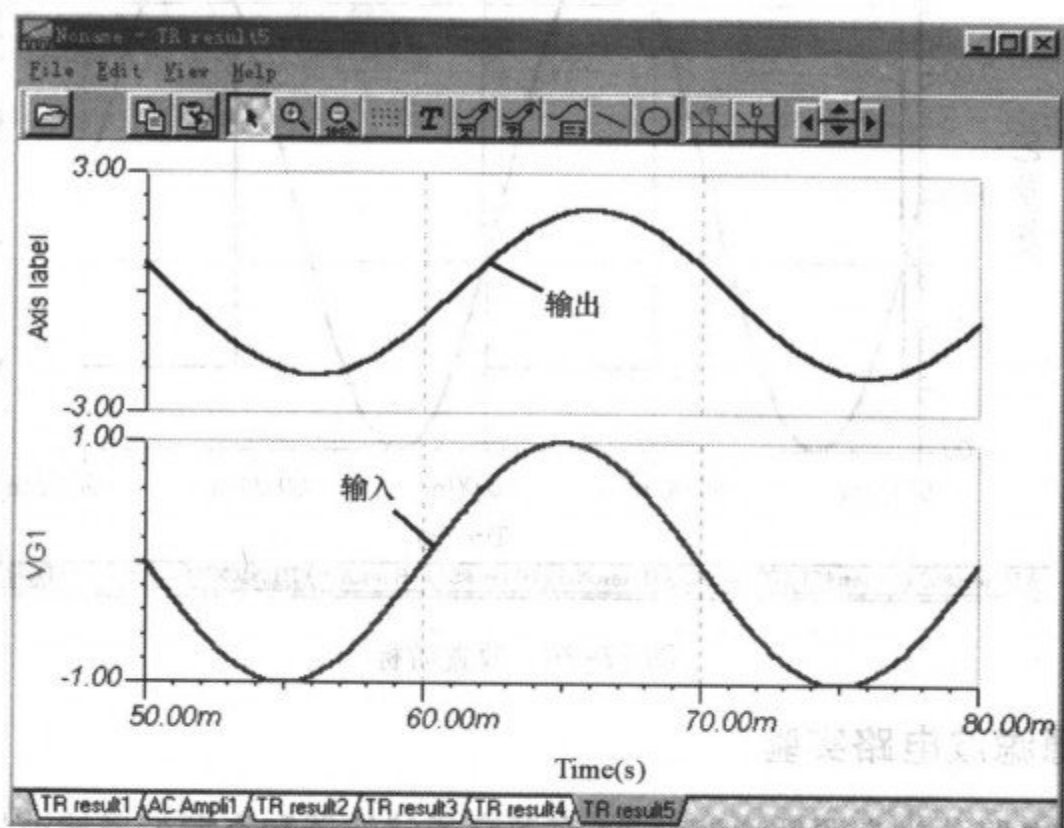


图 17-78 低通滤波器输入与输出波形

从分离后的输入和输出波形图中可以看出,输入与输出波形同相,电压放大倍数约为 2.1。

由二阶低通滤波器电压放大倍数公式可知

$$A_u = 1 + \frac{R_F}{R_3} = 1 + \frac{10}{10} = 2$$

可见,理论计算与实验基本一致。

点击菜单 Analysis(分析)→AC Analysis(AC 分析)→AC Transfer characteristic(AC 传输特性),在出现的对话框中将起始频率设为 1Hz,终止频率设为 20kHz,扫描类型为对数,图表显示为幅度,按 OK 按钮,便出现 AC 分析幅-频图,如图 17-79 所示。

根据理论,当 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 时,有源二阶低通滤波器的截止频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 1000 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 159\text{Hz}$$

与实验结果基本一致。

重点提示:图 17-80 是有源一阶滤波器实验电路图,图 17-81 是其幅-频特性图。与二阶滤波器相比,不难发现,二阶滤波器比一阶滤波器衰减速度要快,滤波效果要好。

2. 有源高通滤波器实验

使高频信号顺利通过,而抑制低频信号的滤波电路,称为高通滤波电路。高通滤波电路主要用于通过高频信号和削弱低频(或直流成分)的场合。图 17-82 是二阶有源高通滤波器实验电路图。

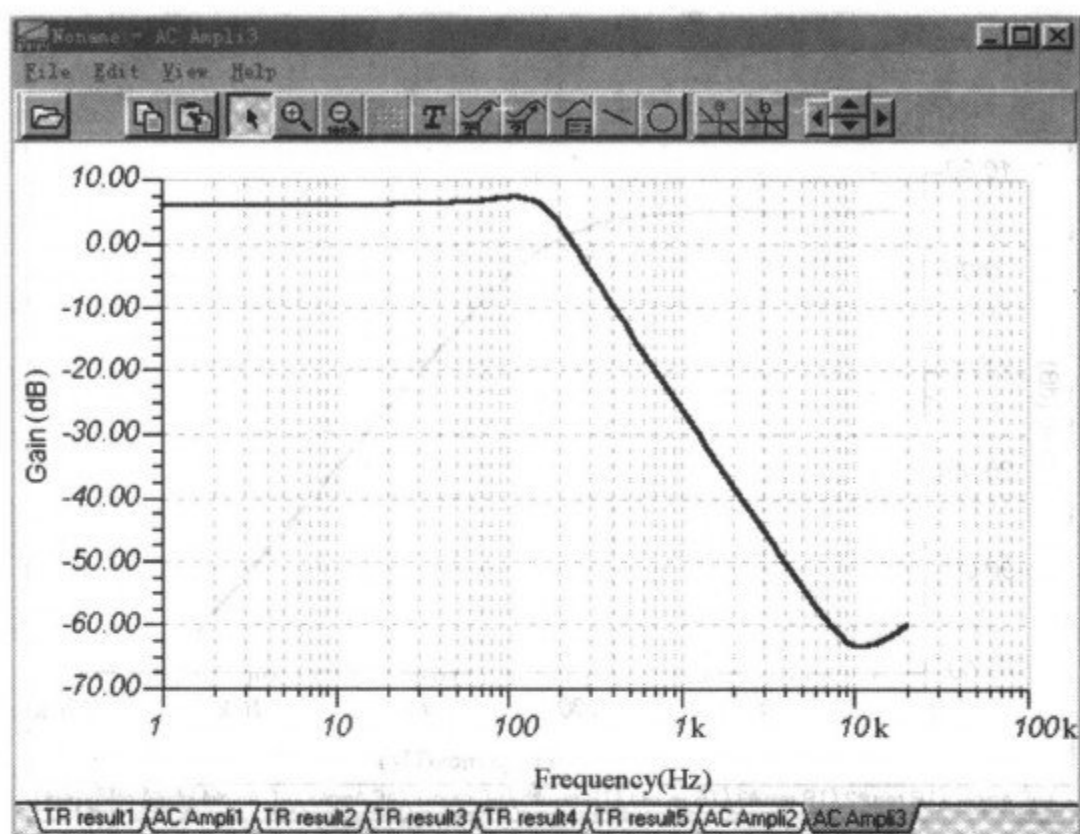


图 17-79 低通滤波器幅-频特性图

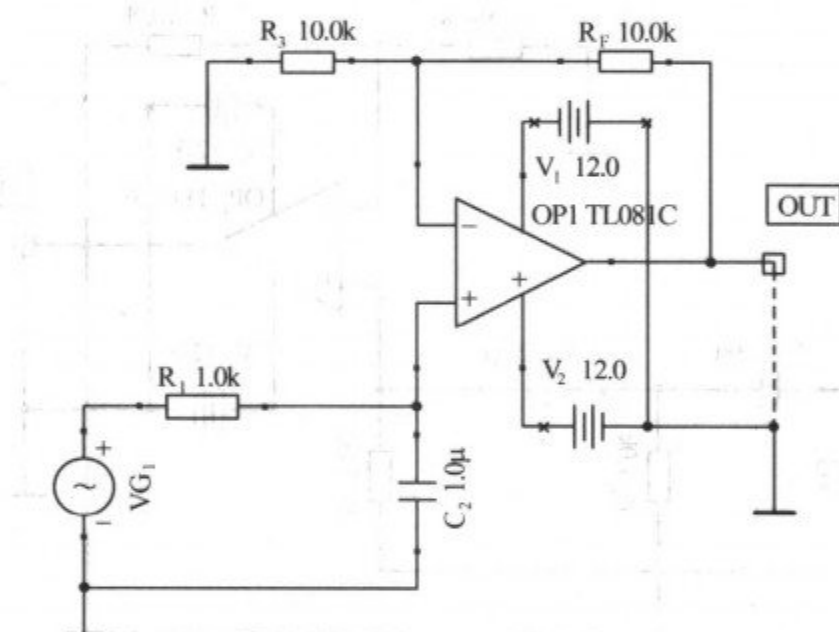


图 17-80 有源一阶滤波电路

实验时,先在电路图编辑器里编辑好实验电路,并放置输出端 OUT,打开各元器件属性对话框,并设置信号源 VG_1 为 $1V/10kHz$ 正弦波, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 2\mu F$, $C_2 = 2\mu F$, $R_3 = 10k\Omega$, $R_F = 10k\Omega$,电源电压 V_1 、 V_2 为 $12V$ 。

点击 Analysis(分析)菜单下的 Transient(暂态),在出现的对话框中,将起始时间设为 $50ms$,将终止时间设为 $50.2ms$,选中“绘制激励”(即前面有勾),点击对话框中的 OK 按钮,屏幕即出现输入和输出信号波形图,在图表窗口中点击 View(视图)→Separate curves(分离曲线),将输入与输出波形分离,如图 17-83 所示。

从分离后的输入和输出波形图中可以看出,输入与输出波形同相,电压放大倍数约为 2。

由二阶高通滤波器电压放大倍数公式可知

$$A_u = 1 + \frac{R_F}{R_3} = 1 + \frac{10}{10} = 2$$

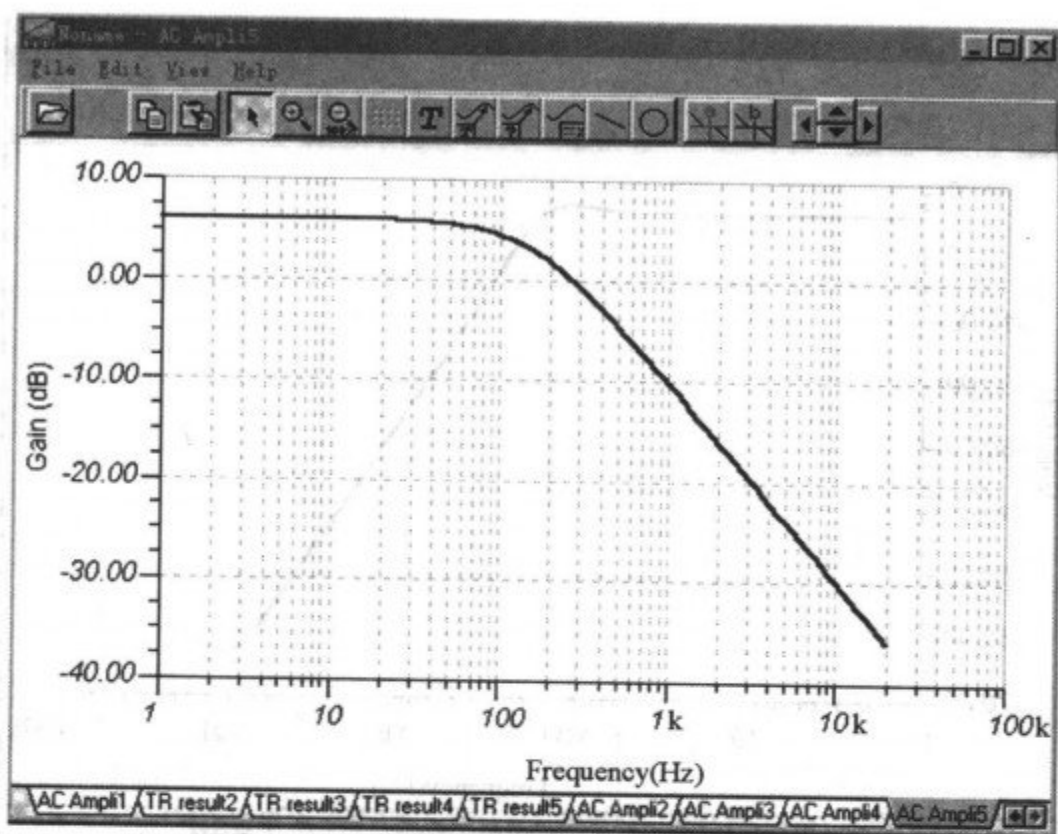


图 17-81 一阶滤波电路幅-频特性图

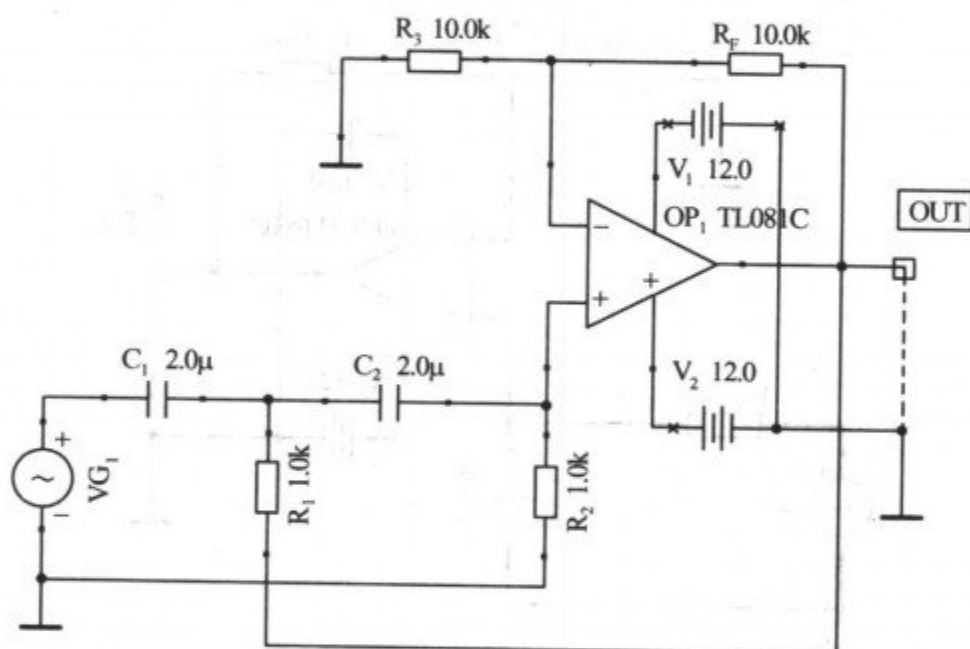


图 17-82 二阶有源高通滤波器实验电路图

可见,理论计算与实验基本一致。

点击菜单 Analysis(分析)→AC Analysis(AC 分析)→AC Transfer characteristic (AC 传输特性),在出现的对话框中将起始频率设为 1Hz,终止频率设为 10MHz,扫描类型为对数,图表显示为幅度,按 OK 按钮,便出现 AC 分析幅-频图,如图 17-84 所示。

根据理论,当 $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ 时,有源二阶高通滤波器的截止频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 1000 \times 2 \times 10^{-6}} \approx 80 \text{ Hz}$$

与实验结果基本一致。

3. 有源带通滤波器实验

只允许频率在一个通频带范围内的信号顺利通过,而其他频率信号均受到抑制的滤波电路,称为带通滤波器。带通滤波电路常用于抗干扰设备中,以便接收某一频段内的有

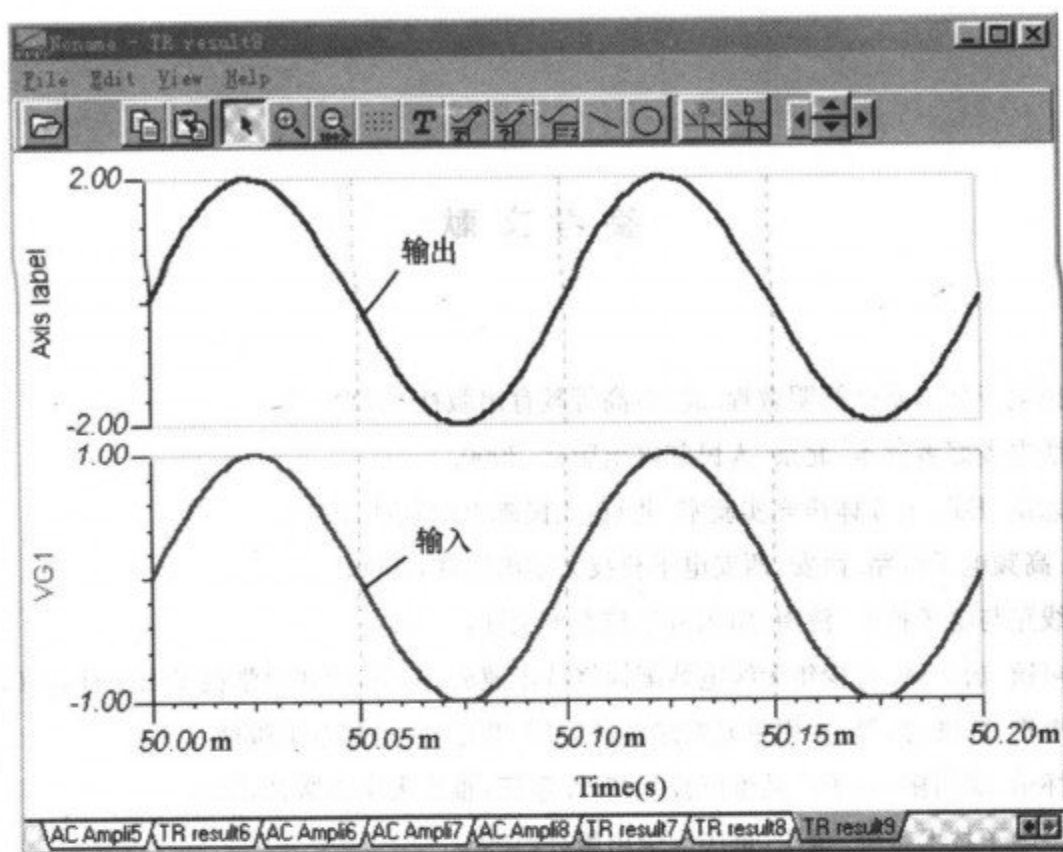


图 17-83 高通滤波器输入与输出波形

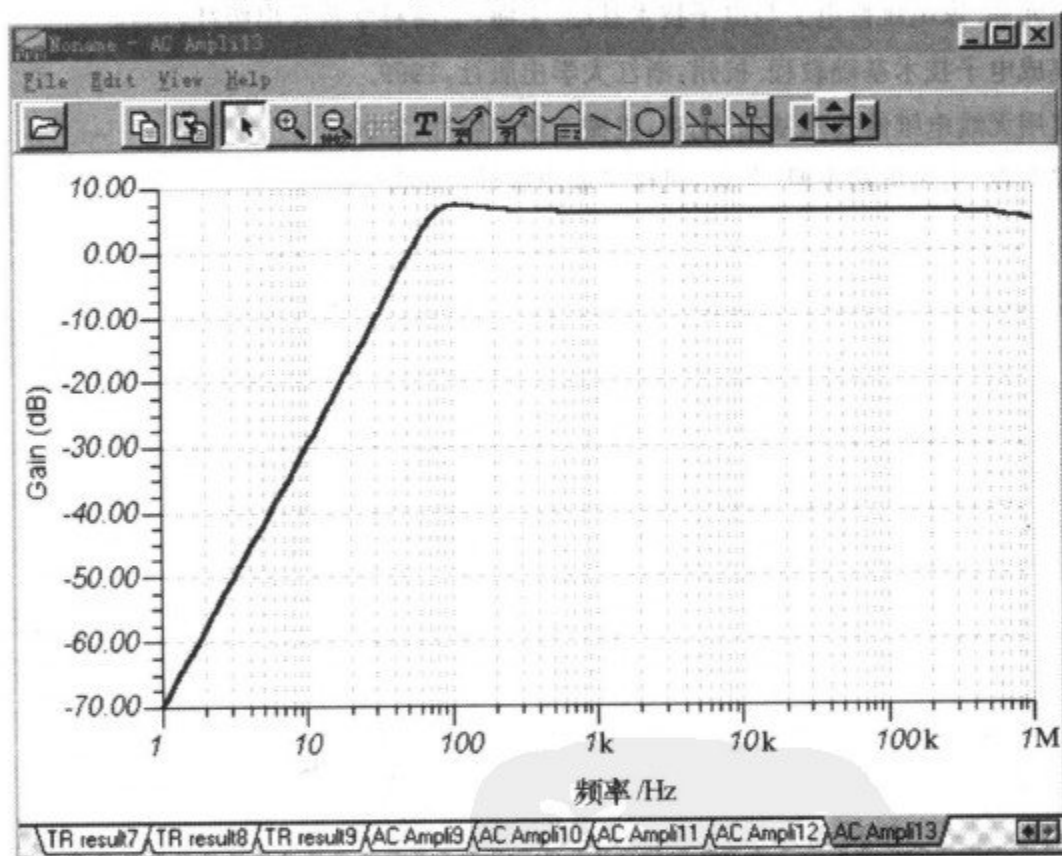


图 17-84 高通滤波器幅频特性图

效信号,而消除高频段或低频段的干扰和噪声。将低通滤波器和高通滤波器串联起来,即可获得带通滤波电路。有兴趣的读者可以将前面介绍的二阶低通滤波器和二阶高通滤波器加以串联进行实验。

总之,Edison4.0 是实物图和电路图相结合的多媒体实验室,电子爱好者通过实验,将使模拟电子技术的学习变的生动有趣,加深对理论知识的认识,一步一步走向电子制作和电路设计的殿堂。

参考文献

- [1] 杨素行. 模拟电子技术基础简明教程. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [2] 宋东生. 无线电爱好者读本. 北京: 人民邮电出版社, 2000.
- [3] 王惟言, 莫志衡. Edison 立体声光实验室. 北京: 人民邮电出版社, 2002.
- [4] 刘聘, 王川. 高频电子线路. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000.
- [5] 胡斌. 电子线路与电子技术. 济南: 山东科学技术出版社, 1999.
- [6] 王一群, 蔡声镇, 詹仁辉. 青少年无线电装配检修技术速成. 福州: 福建科学技术出版社, 2001.
- [7] 黄继昌, 张海贵, 郭继忠, 等. 实用单元电路及其应用. 北京: 人民邮电出版社, 2002.
- [8] 任德齐, 李怀甫, 蒲启彬. 电子产品维修技术基础. 重庆: 重庆大学出版社, 2000.
- [9] 聂经奋. 模拟电子技术基础. 重庆: 重庆大学出版社, 1998.
- [10] 张瑞华. 电子技术基础简明教程. 北京: 水利电力出版社, 1993.
- [11] 孔宪豪, 王元熊. 家电维修电工与电子技术基础. 上海: 上海科学普及出版社, 1992.
- [12] 王小海. 集成电子技术基础教程. 杭州: 浙江大学出版社, 1999.
- [13] 武绪廉. 实用无线电维修技术基础. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [14] 杨宝清, 宋文贵. 实用电路手册. 北京: 机械工业出版社, 2002.